90 Pfg.

Auslese der FUNKTECHNIK

Zeitschrift für das Gesamtgebiet der Elektronentechnik

Verantwortlich für den Inhalt: Dr.-Ing. F. Bergtold VDE, z. Zt. Kiel

Mitarbeiter: M. von Ardenne, Berlin . Prof. Dr. Benz, Wien . Dr. L. Brück, Berlin . Dr. F. Fuchs, München. J. Kammerloher, Berlin . Dr. O. Macek München . Dr. H. Roosenstein, Berlin . Dr. W. Runge, Berlin . Dr. H. Schwarz, München . Dr. K. Steimel, Berlin . Obering. R. Urtel, Berlin . Prof. Dr. H. Wigge, Köthen u. a.

Franckh'sche Verlagshandlung, Abt. Technik
Stuttgart-O, Pfizerstraße 5/7

Funkauslese 1 1939/1

Auslese der Funktechnik — zur Einführung

Die Auslese der Funktechnik geht aus der Rafa – der Zeitschrift „Radio, Bildfunk, Fernsehen für Alle" — hervor. Wie diese Zeitschrift wendet sie sich an die Funktechniker, an die Rundfunkhändler und an die Bastler. Der Schwerpunkt aber hat sich beträchtlich verlagert. Er ist der allgemeinen Funktechnik nähergerückt und hat von dem „Nur-Bastler" Abstand gewonnen.

Die Auslese der Funktechnik will jedem Funktechniker – ob er in dem eigentlichen Rundfunkgebiet oder in irgend einem andern Zweig der Funktechnik oder Hochfrequenztechnik arbeitet – jedem Studierenden, der sich mit der Hochfrequenztechnik beschäftigen möchte, jedem ernsthaft weiterstrebenden Bastler und dem Rundfunkhändler, der höhere technische Interessen hat, wertvolle Anregungen sowie gute Einblicke geben und die Möglichkeit bieten, neue Erkenntnisse zu erlangen, sowie vorhandenes Wissen zu festigen.

Die Rafa, die stets zahlreichen Lesern Wertvolles brachte, entstand auf dem Boden eines volkstümlichen Rundfunkbastelns, wie es in der ersten Zeit der Rundfunktechnik üblich war. Wohl hat die Rafa sich, dem Zuge der Zeit folgend, mehr und mehr auf den Funktechniker eingestellt. Sie konnte aber ihren Ursprung nicht verleugnen. Je klarer sich die Bastler in zwei Gruppen schieden, von denen die eine nur Empfänger nachbauen will, während die andere um so tiefer in die Grundlage der Funktechnik einzudringen versucht, und je zahlreicher die eigentlichen Funktechniker wurden, desto mehr erwies sich der Ursprung der Rafa als ein gewisses Hindernis für die Befriedigung der neu aufkommenden Bedürfnisse. Daher hat sich der Verlag zu einer Änderung entschlossen.

In der neuen Gestalt soll die Zeitschrift kurze, auf die Praxis des Funktechnikers und auf die Wünsche des ernsthaften Bastlers eingestellte Aufsätze und Berichte als Originalbeiträge und als Auszüge aus bemerkenswerten anderweitig erschienenen Veröffentlichungen bringen. Persönlich gehaltene Buchbesprechungen, die besonders eingehende Hinweise auf die Anwendungsbereiche der Bücher enthalten, Übungsbeispiele und elektrotechnische Denkaufgaben sind als Ergänzung der eigentlichen Aufsätze vorgesehen.

Stets halte ich mir vor Augen, daß der Leser für die „Auslese der Funktechnik" verhältnismäßig wenig Zeit zur Verfügung hat. Deshalb werden lange Einleitungen grundsätzlich gestrichen. Ableitungen erscheinen nur, wenn sie nebenbei den Zweck haben, dem Leser zur Übung in der mathematischen Behandlung funktechnischer Zusammenhänge zu verhelfen. Hinweise auf andere Veröffentlichungen werden so abgefaßt, daß der Leser daraus sowohl über die Ergebnisse wie auch über die Darstellungsart der Originalarbeit hinreichende Klarheit gewinnen kann.

Soweit das zwanglos geschehen kann, werde ich zwischen Beiträge, die der praktischen Arbeit des Funktechnikers und des ernsthaften Bastlers dienen, auch einfache grundlegende Erklärungen über die Wirkungsweise einzelner Schaltungen oder Teile einfügen. Derartige Erklärungen, die für den Anfänger notwendig sind, nutzen auch dem fortgeschrittenen Techniker oftmals ganz erheblich.

F. Bergtold

Überblick über die Druckknopf-Abstimmungen

Die Druckknopf-Abstimmung greift um sich. Die Rundfunkhörer haben die damit verbundene Bedienungserleichterung schätzen gelernt und verlangen sie. Die Fabriken hoffen, den Absatz durch den Einbau der Druckknopf-Abstimm-Einrichtungen zu steigern, und rüsten bei uns die großen Geräte, in Amerika auch die kleinen Empfänger damit aus. Diese Sachlage gibt den Anlaß, die heute üblichen Druckknopf-Abstimm-Einrichtungen näher zu betrachten, was an Hand der folgenden Zeilen geschehen kann. Darin sind zunächst die einzelnen Ausführungsmöglichkeiten sowie die besonderen Fragen der Druckknopf-Abstimmung behandelt. Darauf folgt eine vergleichende Übersicht. Den Abschluß bilden einige Gedanken über die zukünftige Entwicklung. Auf die Frage der Druckknopf-Sperrung und Auslösung wird hier nicht eingegangen.

Möglichkeit 1

Die einfachsten Einrichtungen zur Druckknopf-Abstimmung arbeiten folgendermaßen: Die sonst abstimmbaren Empfängerteile sind mehrfach mit festen Einstellungen vorhanden, wobei jeder Abstimm-Einheit ein Druckknopf und ein zu empfangender Sender zugeordnet sind. Durch Drücken auf den Knopf wird die zugehörige Abstimm-Einheit eingeschaltet und die vorher wirksame Abstimm-Einheit abgetrennt. Bei einem Überlagerungsgerät mit zwei abstimmbaren Kreisen besteht auch die Abstimm-Einheit aus zwei – allerdings nur auf jeweils eine feste Empfangsfrequenz abgleichbaren – Kreisen. An Stelle ganzer Kreise kann man auch lediglich Kondensatoren umschalten. Jeder dieser Kondensatoren wird im Hinblick auf das notwendige Gleichbleiben der eingestellten Kapazität zweckmäßigerweise aus einem Festkondensator mit großer Kapazität und aus einem Trimmer mit kleiner Kapazität gebildet.

Diese Art der Druckknopf-Abstimmung erscheint besonders günstig für kleinere Geräte, die nicht allzuviele Sender zu empfangen brauchen. Je besser man es lernt, die Abstimm-Einheiten preiswert und klein herzustellen, desto größer wird die mögliche Zahl der durch Druckknöpfe einstellbaren Sender.

Möglichkeit 2

Der für die stetige Abstimmung vorgesehene Abstimmteil (heute meist der Drehkondensator) wird durch Druckknöpfe jeweils in die Einstellung gebracht, die zu dem gewünschten Sender gehört. Dazu sind nicht unerhebliche Kräfte oder ein ziemlich großer Hub des Druckknopfes notwendig.

Möglichkeit 3

Der Druckknopf schaltet einen Abstimm-Motor ein, der den zur stetigen Abstimmung dienenden Abstimmteil verstellt, bis er sich nach Erreichen der dem Druckknopf zugeordneten Abstimmung selbsttätig abschaltet. Der Motor hat zwei entgegengesetzt gepolte Wicklungen. Diese werden beim Betätigen des Druckknopfes wahlweise derart angeschaltet, daß sich der Abstimmteil mit jeweils passendem Drehsinn auf die richtige Abstimmung dreht. Die Bilder 1 ··· 3 zeigen drei Motor-Abstimm-Anordnungen.

Ausführungsbeispiele zur Motor-Abstimmung

In der Anordnung nach Bild 1 unterbricht man durch Drücken des Druckknopfes einen Ruhekontakt. Hierdurch wird der Kurzschluß einer der beiden Motorwicklungen aufgehoben, wobei durch diese Motorwicklung ein Strom fließt, der den Motor in dem der Wicklung zugehörigen Drehsinn dreht.

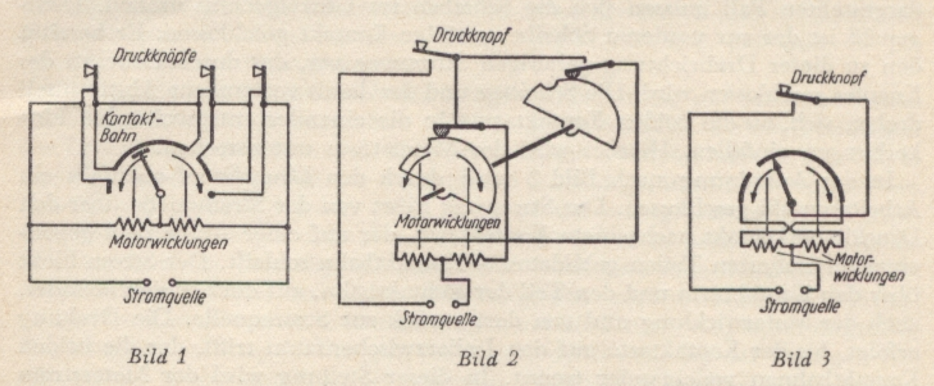


Bild 1 *Bild 2* *Bild 3*

Drücken wir z. B. den Knopf 1, so wird für die gezeichnete Stellung des Schleifkontaktes *S* der Kurzschluß der linken Motorwicklung aufgehoben, so daß sich der Schleifkontakt entgegen dem Uhrzeigersinn dreht. Gemeinsam mit dem Schleifkontakt wird der Abstimmteil verstellt. Drücken wir den Knopf 2, so wird dadurch der Kurzschluß der rechten Motorwicklung aufgehoben, wodurch diese Wicklung Strom bekommt und der Motor den Schleifkontakt im Uhrzeigersinn dreht. Wäre der Schleifkontakt beim Drücken des Knopfes 2 jenseits der zugehörigen Unterbrechungsstelle, so würde der Kurzschluß der linken Motorwicklung aufgehoben, womit sich die dem Uhrzeiger entgegengesetzte Drehung des Schleifkontaktes ergäbe.

Der Schleifkontakt dreht sich jeweils so weit, bis er die durch Betätigen des Druckknopfes bewirkte Unterbrechung überbrückt und sie dadurch in ihrer Wirkung aufhebt. In dieser Stellung des Schleifkontaktes sind wieder beide Motorwicklungen kurzgeschlossen, wobei der Motor stromlos wird. Selbstverständlich speist man die in Bild 1 veranschaulichte Anordnung nicht von einer Stromquelle mit einer festen Klemmenspannung, sondern von einer Stromquelle mit einem einigermaßen gleichgehaltenen Strom. So fügt man diese Schaltung z. B. in den Anodenstromkreis des Gerätes ein.

Während die Anordnung nach Bild 1 mit Ruhekontakten arbeitet, sind die Anordnungen nach Bild 2 und 3 mit Arbeitskontakten ausgestattet, die durch die Druckknöpfe geschlossen werden.

In Bild 2 wird durch Betätigen des Druckknopfes der Motorstromkreis geschlossen. Dabei erfolgt die Wahl der zum richtigen Drehsinn gehörigen Motorwicklung durch zwei Kontakte, die von zwei zusammen umlaufenden Scheiben gesteuert werden. Jede dieser Scheiben, die gemeinsam mit dem Abstimmteil gekuppelt sind, hat eine der richtigen Abstimmung entsprechende Einkerbung.

Die Halbmesser der Schleifbahnen sind zu den beiden Seiten der Einkerbung in der Weise verschieden, daß der größere Halbmesser zur Einkerbung auf der einen Scheibe entgegengesetzt liegt wie auf der anderen Scheibe. Durch die Verschiedenheit der Schleifbahn-Halbmesser ist jeweils die zur richtigen Drehrichtung des Motors gehörige Wicklung vorbereitend eingeschaltet. Für den dargestellten Fall müssen sich die Scheiben im Uhrzeigersinn drehen. Demgemäß ist der zur vorderen Scheibe gehörige Kontakt geschlossen. Er bereitet den zu dieser Drehrichtung gehörigen Stromweg vor, der durch Drücken des Knopfes geschlossen wird. Die Scheiben und der damit verbundene Abstimmteil drehen sich, bis die beiden Kontaktarme in die einander entsprechenden Einkerbungen einfallen. Hierbei wird der Motorstrom unterbrochen.

In der Anordnung nach Bild 3 wird durch den Druckknopf ebenfalls ein Arbeitskontakt geschlossen. Der Stromweg führt von der Stromquelle über den Druckknopfkontakt nach einem Kontaktarm, der auf einer – aus zwei gegeneinander isolierten Teilen gebildeten – Kontaktbahn schleift. Der Strom fließt über den Kontaktarm und den Teil der Kontaktbahn, auf dem er sich befindet, nach der Motorwicklung und von dort zurück zur Stromquelle. Die Drehung erfolgt, bis der Kontaktarm auf den Isolierzwischenraum trifft, der die beiden Kontaktbahnen voneinander trennt. In dieser Stellung wird der Motorstrom unterbrochen, wodurch der Motor zu laufen aufhört.

Während in Bild 1 eine einzige Kontaktbahn vorgesehen ist, deren Unterbrechungsstellen zu den einzelnen Druckknöpfen und damit zu den gewünschten Sendern gehören, sind in der Anordnung von Bild 3 so viele Kontaktbahnen nötig, wie Druckknöpfe vorhanden sind. Auch in der Anordnung nach Bild 2 ist es zweckmäßig, jedem Druckknopf ein Scheibenpaar zuzuordnen.

Notwendigkeit einer auslösbaren Kupplung

Da der Antriebsmotor nach Abschalten des Stromes noch ausläuft, ist man genötigt, zwischen dem mit den Kontaktarmen oder Gleitbahnen verbundenen Abstimmteil und dem Motor eine Kupplung vorzusehen. Diese Kupplung wird der Einfachheit halber meist folgendermaßen durch den Motor selbst betätigt: Der Motoranker ist im Ruhezustand mit einer Feder in Achsrichtung etwas aus dem Motorständer herausgezogen und wird durch den Motorstrom in den Ständer eingezogen, wobei das Einkuppeln geschieht. Im Abschalt-Augenblick geht der Anker unter dem Einfluß der Feder in seine Ruhelage zurück.

Die auslösbare Kupplung ist nebenbei auch für den Betriebsfall der Handabstimmung wichtig, da diese infolge der zwischen Motor und Abstimmteil eingeschalteten Übersetzung bei angekuppeltem Motor unmöglich wäre.

Selbsttätige Scharfabstimmung bei Motor-Antrieb?

Bei der Motor-Abstimmung kann man die mechanische Genauigkeit sehr leicht auf beträchtliche Werte bringen. Zu diesem Zweck braucht man die Kontakt- oder Gleitbahnen nämlich nur spiralig auszuführen und z. B. der halben Umdrehung des Drehkondensators mehrere Umdrehungen des Kontaktarmes oder der Gleitbahnen zuzuordnen. Hierdurch läßt sich, wie Philips beweist, die selbsttätige Scharfabstimmung ersparen, die sonst notwendig wäre.

Vergleich der drei Möglichkeiten

Die Möglichkeit 1 hat den Nachteil, zu jedem Druckknopf eine Abstimm-Einheit zu erfordern. Außer diesen Abstimm-Einheiten muß für die stetige Abstimmung eine gesonderte Abstimm-Einheit vorhanden sein. Sonst aber bietet die Möglichkeit 1 wesentliche Vorteile: Der Übergang von einem Sender auf den anderen kann unmittelbar ohne nennenswerte Pause erfolgen. Bei gleichzeitigem Drücken mehrerer Tasten ergibt sich nur, daß man die gewünschten Sender nicht bekommt.

Die Möglichkeit 2 würde sich der stetigen Abstimmung am besten anpassen. An zusätzlichen Teilen wären hier nur wenige erforderlich. Da beim Betätigen der Druckknöpfe in diesem Fall aber beträchtliche Antriebskräfte zu entwickeln sind und da der Weg, den der Abstimmteil zurücklegt, unmittelbar durch den Druckknopf bewirkt werden muß, wird es notwendig, solche Druckknopf-Abstimm-Einrichtungen sehr fest auszuführen, wobei zu beachten ist, daß die hohe mechanische Einstellgenauigkeit auch durch eine rohe Behandlung nicht beeinträchtigt werden darf. Diese Schwierigkeiten sind so erheblich, daß derartige Druckknopf-Abstimm-Einrichtungen auf die Dauer wohl kaum zu großen Hoffnungen berechtigen. Das gilt vor allem, wenn man bei der heutigen Abstimmweise bleibt. Immerhin ist es denkbar, daß vielleicht einmal eine Verbindung der Möglichkeiten 1 und 2 aussichtsreich wird, wobei man jeweils einen engeren Wellenbereich wählt und innerhalb dieses Bereiches z. B. einen Drehkondensator oder eine abstimmbare Induktivität nur wenig verstellt.

Als Vorteil der Möglichkeit 3 gegenüber der Möglichkeit 2 kann gebucht werden, daß hier der Hörer den Abstimmvorgang nur veranlaßt und infolgedessen nicht dazu verleitet wird, z. B. zwecks Beschleunigung der Einstellung auf die Abstimm-Einrichtung übermäßige Kräfte wirken zu lassen. Als Nachteil spielen neben dem Aufwand für solche Einrichtungen die verhältnismäßig langen Laufzeiten eine Rolle: Man kann die Motor-Abstimm-Einrichtungen nicht beliebig schnell laufen lassen, weil sonst die Genauigkeit zu gering oder die Beanspruchung durch die Beschleunigungs- und Bremskräfte zu hoch würde.

Die zukünftige Entwicklung?

Wahrscheinlich wird zunächst einmal die Motor-Abstimmung das Feld behaupten. Sie bietet heute noch – besonders für Geräte mit zwei und drei abstimmbaren Kreisen – den großen Vorteil, daß die für die stetige Abstimmung benutzten Einrichtungen auch für die Druckknopf-Abstimmung ausgenutzt werden. Die selbsttätige Scharfabstimmung aber, die man heute vielfach in Verbindung mit der Druckknopf-Abstimmung vorfindet, dürfte in absehbarer Zeit überflüssig werden, da man die Genauigkeit der mechanischen Einstellung ohne besonderen Aufwand genügend hoch treiben kann.

Ausgeführte Druckknopfabstimmungen

Im „Funktechnischen Vorwärts", Heft 2 des Jahrganges 1939, findet man von K. Tetzner eine 5 Seiten lange Beschreibung mit 9 Bildern von den heute in Deutschland gebräuchlichen Ausführungen. Die gleiche Zeitschrift enthält

in Heft 19 des Jahrganges 1938 ein Referat über die Druckknopf-Abstimm-Einrichtungen des Auslandes. Die „Philips' Technische Rundschau" beschreibt in Heft 9 des Jahrganges 1938 die Konstruktion der Philipswerke sehr ausführlich auf $6^1/_2$ Seiten mit 6 Bildern.

Feldstärke, Antenne, Empfangs-Empfindlichkeit

Von Dr. H. SCHWARZ, München

Drei Größen bestimmen im wesentlichen die Güte des Empfangs drahtloser Zeichen an einem gegebenen Ort:

1. die Feldstärke (das Spannungsgefälle) am Empfangsort,
2. die in der Antenne auftretende und von ihr auf den Empfängereingang wirkende Spannung,
3. die Empfindlichkeit des Empfängers.

In den folgenden Zeilen sind die hierzu gehörigen Erklärungen zusammengefaßt und die allgemein gültigen Grundsätze dargelegt.

Das Feld am Empfangsort

Das Strahlungsfeld einer Sende-Antenne besteht bekanntlich aus einem elektrischen und einem magnetischen Anteil. Das übliche Feldstärkemaß V/m (Spannungsgefälle in Luft; $\varepsilon = 1$) gilt eigentlich nur für das elektrische Feld.

Das Maß A/m, das für das magnetische Feld in Betracht käme, wird selten gebraucht. Wenn man auch der besseren Vorstellung zuliebe bei offenen Antennen (z. B. bei Hochantennen) das elektrische Feld und bei Rahmenantennen das magnetische Feld als wirksam betrachtet, läßt sich nämlich die in einer beliebigen Empfangsantenne auftretende Spannung doch stets aus dem elektrischen Spannungsgefälle (V/m) berechnen, da das elektrische ($\mathfrak{E}$) und das magnetische Spannungsgefälle ($\mathfrak{H}$) zwangsläufig verbunden sind ($\mathfrak{E} = \mathfrak{H} \cdot 120\,\pi$).

Das elektrische Spannungsgefälle ist abhängig 1. von der Strahlleistung des zu empfangenden Senders und 2. von den — für die betreffenden Sendefrequenzen gültigen — Ausbreitungsgesetzen und Verhältnissen. Eine Vorstellung von der Größe der üblichen Spannungsgefälle geben folgende Beispiele:

Ein Rundfunksender mit 100 kW Leistung erzeugt in einer ungefähr 20 km entfernten Stadt rund 0,1 ··· 0,3 V/m, während er in etwa 300 km Entfernung nur noch 100 ··· 300 μV/m bewirkt. Zum Feld eines Kurzwellensenders von etwa 50 kW Leistung wurden in einer Entfernung von rund 1000 km noch 50 ··· 300 μV/m bestimmt. Gerade bei Kurzwellen treten aber außerordentliche Spannungsgefälle-Schwankungen auf, die von den ständig wechselnden Ausbreitungsbedingungen herrühren. Für Ultra-Kurzwellenfelder ist es wesentlich, ob zwischen Sender und Empfänger unmittelbare Sicht herrscht oder ob abschirmende Bodenerhebungen vorhanden sind. Im letzteren Fall kann das Spannungsgefälle auf einen nicht mehr nachweisbaren Betrag absinken, während für unmittelbare Sicht selbst schwache Sender noch in großer Entfernung meßbare Felder bewirken. Z. B. erhielt man für $\lambda = 9$ m und 3 W Antennen-Leistung (Dipol) bei unmittelbarer Sicht in 10 km Entfernung 800 μV/m und in 80 km Entfernung 30 μV/m.

Die innere Antennenspannung

Aus der Feldstärke (dem Spannungsgefälle), deren Werte man mißt, kann man auf die in der Antenne auftretende innere Spannung (induzierte EMK) schließen: Allgemein ergibt sich diese durch Vervielfachen des Spannungsgefälles mit der wirksamen Antennenhöhe, die bei elektrischen Antennen in m und bei Rahmenantennen in cm angegeben wird. $E = \mathfrak{E} \cdot h_{eff}$.

Die wirksame Höhe (h_{eff}) der offenen Antenne folgt aus ihrer Gestalt, aus ihrer wirklichen Höhe über einer geerdeten Fläche und aus der Art ihrer Umgebung und ist stets kleiner als ihre wirkliche Höhe. Bei waagerecht ausgespannten L- und T-Antennen, für die man die Höhe über dem Erdboden nahezu als wirksame Höhe einsetzen kann, ergeben sich wirksame Antennenhöhen von etwa 5 ··· 20 m.

Die Antenne würde das Feld günstigst ausnützen, wenn ihre wirksame Höhe so groß wäre, daß ihr innerer Widerstand R_i gleich ihrem Strahlungswiderstand $R_s = 160 \cdot \pi^2 \cdot \left(\frac{h_{eff}}{\lambda}\right)^2$ ist. Hierbei wird die aufgenommene Leistung zur Hälfte von der Antenne übernommen und zur Hälfte wieder ausgestrahlt. In der Praxis hat man jedoch meist keine solch großen Antennen, deren Strahlungswiderstand gleich dem Innenwiderstand ist. Meist kann sogar R_s gegen R_i vernachlässigt werden, so daß die EMK praktisch nur auf den Widerstand R_i, der sich aus Verlust- und Verbrauchswiderstand zusammensetzt, arbeitet.

Die wirksame Höhe der Rahmenantenne ist durch andere Größen bestimmt als die der elektrischen Antenne und zwar durch die Rahmenfläche F (cm²), die Windungszahl n, die Frequenz ω oder f (Hz) und den Einfallswinkel α der Strahlung. Für einen gegen die Wellenlänge kleinen Rahmenumfang gilt

$$h_{eff\ cm} = \frac{n \cdot \omega \cdot F \cdot \cos\alpha}{3 \cdot 10^{10}}.$$

Die wirksamen Höhen der Rahmen sind sehr gering. Sie betragen bei günstigstem Einfallswinkel einige Zentimeter. Wegen der Verhältnisgleichheit mit der Frequenz eignet sich der Rahmen für hohe Frequenzen besser als für niedrige.

Weder bei offenen Antennen noch bei Rahmen ist die EMK gleich der Spannung, die am Gitter der Eingangs-Röhre für die Verstärkung zur Verfügung steht.

Spannung bei abgestimmtem Rahmen

Wird der Rahmen als Teil eines Abstimmkreises ausgenutzt, so erhöht sich die aus Spannungsgefälle und wirksamer Höhe bestimmte Spannung noch um den Faktor $\varrho = \omega_0\ L/\ R$ (Resonanzüberhöhung, Rahmenkreisgüte). Damit der Eingangswiderstand der ersten Röhre den Rahmenkreis nicht zu stark bedämpft, ist es besonders bei hohen Frequenzen günstig, den Rahmen gleichseitig auszuführen und die Röhre an eine Rahmenhälfte zu legen. Wohl wird hierbei nur die Hälfte der gesamten Rahmenspannung ausgenützt, doch ist der Wirkungsgrad günstiger, da die Röhrendämpfung in diesem Fall lediglich mit einem Viertel ihres Wertes eingeht. Einschließlich der Güteminderung durch den Röhren-Eingangswiderstand sind für Rahmen mit etwa 50 cm Durchmesser Rahmenkreisgüten von rund 400 möglich, wobei zu 10 μV/m und 8 cm wirksamer Höhe am Gitter der Röhre 160 μV auftreten ($\mathfrak{E} \cdot h_{eff} \cdot \varrho/2$).

Spannung bei offener Antenne und nicht abgestimmtem Eingang

Bei einer elektrischen Antenne sind die Verhältnisse etwas schwerer zu übersehen als bei einem Rahmen, da es sich hier streng genommen um ein nicht stationäres Gebilde handelt und der Anschluß der Empfänger sehr verschieden ausgeführt werden kann. Unter einigen kleinen Vernachlässigungen wollen wir zwei einfache Fälle betrachten:

Die Belastung durch einen nicht abgestimmten Empfänger-Eingang sei durch einen kapazitiven Widerstand R_{ec} und die Antenne durch einen ihrer Kapazität entsprechenden kapazitiven Widerstand R_{ac} dargestellt. Die Spannung am Empfänger-Eingang – also an R_{ec} – ist dann $U = \mathfrak{E} \cdot h_{eff} \cdot \frac{R_{ec}}{R_{ac} + R_{ec}}$. Ist z. B. $R_{ec} = R_{ac}$, so steht hier die Hälfte der inneren Antennenspannung zur Verfügung. Das gibt mit einer wirksamen Höhe von 2 m bei 10 µV/m am Empfänger-Eingang 10 µV.

Spannung bei offener Antenne und abgestimmtem Eingang

Bei abgestimmtem Eingang kann die Antenne als Kapazität C_a mit nebengeschaltetem Wirkwiderstand R_a aufgefaßt werden. Der Eingangskreis, der an die Antenne irgendwie angekoppelt ist, läßt sich betrachten als bestehend aus einer Induktivität L_e, einer Kapazität C_e und einem Wirkwiderstand R_e, die sämtlich nebeneinander liegen. Im Widerstand R_e sind der Röhreneingangs-Wirkwiderstand und der Resonanzwiderstand des Kreises zusammengefaßt. Bei Abstimmung des Kreises mit angeschalteter Antenne ist die günstigste Anpassung – d. h. die beste Übertragung der inneren Antennenspannung – für $R_{ac} = R_{ec}$ vorhanden. Die hierbei am Gitter der Eingangsröhre verfügbare Spannung errechnet sich zu $U = \mathfrak{E} \cdot h_{eff} \cdot \varrho/2$.

Ein Vergleich

Da die wirksamen Höhen offener Antennen viel größer sind als die der üblichen Rahmen, scheint es, als ob offene Antennen stets viel günstiger seien als Rahmen. Dagegen steht, daß bei Empfängern mit größerem Bereich die günstigste Anpassung an offene Antennen nie erzielt wird und eingebaute Kreise – besonders bei kurzen Wellen – viel geringere Güte besitzen als die Rahmenkreise. Ist z. B. für 10 µV/m die Kreisgüte 30, so ergibt sich mit einer offenen Antenne, deren wirksame Höhe 2 m beträgt, am Eingangskreis $U = 10 \cdot 2 \cdot 30 : 2 = 300$ µV, während wir beim Rahmen für $\varrho = 400$ mit ebenfalls 10 µV/m für 8 cm wirksame Höhe 160 µV erhielten (siehe oben). Ob Rahmen oder offene Antenne besser ist, hängt daher von den besonderen Verhältnissen und Anforderungen ab.

Anpassungs-Übertrager

Um die bei längeren Hochfrequenzkabeln sonst beträchtlichen Spannungsverluste zu vermeiden, legt man zwischen Antenne und Kabel einen Übertrager, dessen Eingangswiderstand bei Belastung durch die nachfolgende Schaltung gleich dem Widerstand der Antenne ist und dessen Ausgangswiderstand mit dem Wellenwiderstand des Kabels übereinstimmt. Mit einem zweiten Übertrager paßt man den Kabelwellenwiderstand an den Empfänger-Eingangswiderstand an.

Die in guten Übertragern auftretenden Verluste betragen etwa 20 ··· 30%. Alle Übertrager sind frequenzabhängig. Heute lassen sich recht brauchbare Übertrager für Frequenzbereiche von 1 : 10 herstellen.

Empfänger-Empfindlichkeit

Die Empfänger-Empfindlichkeit wird auf zweierlei Weise angegeben: Angaben hängen jedoch nicht eindeutig miteinander zusammen:

1. Als Maß der Empfindlichkeit dient die am Empfänger-Eingang notwendige Signalspannung, die bei einer zugelassenen Ausgangs-Rauschspannung von 0,3 V eine Ausgangs-Signalspannung von 1 V bewirkt. Diese Festlegung gibt für Rahmenempfang günstigere Werte als für Empfang mit offener Antenne.

2. Häufiger (und vor allem in der Rundfunkindustrie) wird der Empfänger-Empfindlichkeit die 30% modulierte innere Spannung (EMK) eines Generators mit einem zu 250 pF gehörigen kapazitiven Innenwiderstand (künstliche Antenne) zugrunde gelegt. Man gibt hierbei als Maß der Empfindlichkeit die Spannung an, die notwendig ist, um an einen an den Empfängerausgang angeschlossenen Wirkwiderstand (ca. 7000 Ohm; künstlicher Lautsprecher) eine Leistung von 50 mW abzugeben.

Die Bestimmung der Empfänger-Empfindlichkeiten geschieht mittels geeichter Meßsender, die eine bekannte Ausgangsspannung über einen gegebenen Innenwiderstand liefern. Man besitzt heute Meßsender, die sich bis zu Frequenzen von 100 MHz Ausgangsspannungen bis herunter auf 1 μV einstellen lassen und hierbei keine Fremdspannungen abgeben. Die Empfänger-Empfindlichkeiten liegen je nach Aufwand und Verwendungszweck etwa zwischen 5 μV ··· 10 mV.

Erfolgreich symbolisch rechnen!

Von Dr.-Ing. F. BERGTOLD

Diese Einführung wendet sich an alle, die der symbolischen Rechnung noch nicht freundschaftlich gegenüberstehen – gleichgültig, ob sie bisher keine oder eine nicht genügende Bekanntschaft mit ihr schließen konnten.

Zur rechnerischen Untersuchung der Wechselstromschaltungen und zwar vor allem der Schaltungen der Hochfrequenztechnik ist die symbolische Rechnung vielfach recht bequem. Sie wird jedoch nicht in dem ihrer Bedeutung entsprechenden Maße angewandt. Die Hauptschuld daran tragen die meist recht umständlichen Einführungen in die symbolische Rechnung. Diese bringen nämlich vieles, was zwar wissenswert, aber zur Anwendung der symbolischen Rechnung unnötig ist.

Hier wird eine ausschließlich auf die Praxis abgestellte, kurze und verständliche Anweisung gegeben, mit deren Hilfe man die in der Hochfrequenztechnik wichtigsten Berechnungen einwandfrei durchführen kann.

Die Grundlage der symbolischen Rechnung

Die symbolische Rechnung hat ihren Namen daher, daß in ihr jede Phasenverschiebung um ein Viertel einer Periode durch ein Symbol gekennzeichnet

wird. Dieses Symbol „j“ tritt als Faktor auf: Der Faktor „j“ bedeutet, daß die damit vervielfachte Größe um ein Viertel einer Periode vorgedreht ist.

Beispiel: Der Kondensatorstrom I ergibt sich seinem Wert nach zu:

$$I = U\omega C$$

Um anzudeuten, daß der Strom der Spannung gegenüber um ein Viertel einer Periode voreilt, vervielfachen wir den die Spannung enthaltenden Ausdruck, der den Strom darstellt, mit „j“:

$$\mathfrak{I} = \mathfrak{U}\mathrm{j}\omega C$$

Die beiden hier angeschriebenen Beziehungen unterscheiden sich außer durch den Faktor „j“ dadurch, daß Strom und Spannung einmal durch deutsche (Fraktur-)Buchstaben und einmal durch lateinische (Kursiv-)Buchstaben ausgedrückt sind. Die deutschen Buchstaben sollen kennzeichnen, daß außer dem Wert auch die Phasenverschiebung eine Rolle spielt.

Beispiel: Daß zwei Wechselströme I_1 und I_2 dem Wert nach gleich sind, wird durch lateinische Buchstaben angezeigt.

$$I_1 = I_2$$

Sollen die beiden Ströme nicht nur in ihren Werten, sondern auch in ihren Phasenrichtungen übereinstimmen, so heißt das:

$$\mathfrak{I}_1 = \mathfrak{I}_2$$

Folgende Gleichung zeigt, daß die zwei Ströme $\mathfrak{I}_1$ und $\mathfrak{I}_2$ zwar ungleiche Werte haben, aber doch in ihren Phasenrichtungen übereinstimmen:

$$\mathfrak{I}_1 = n\mathfrak{I}_2$$

Rechenregeln für den Faktor j

1. Der Faktor j hat auf den Wert der Größe, mit der vervielfacht wird, keinen Einfluß. Er kennzeichnet ausschließlich die Verschiebung um ein Viertel einer Periode.
2. Der Faktor +j (oder einfach j) bedeutet eine Vorverschiebung oder Voreilung um ein Viertel einer Periode.
3. Der Faktor –j bedeutet eine Nacheilung um ein Viertel einer Periode.
4. Das Produkt j · j ergibt eine Verschiebung um eine halbe Periode. j · j hat einen Wert von –1, da der Faktor –1 allgemein eine Verschiebung um eine halbe Periode (eine Drehung um 180^0) bedeutet.
5. Aus den Regeln 3 und 4 folgt: $1/\mathrm{j} = -\mathrm{j}$ und ebenso $1/(-\mathrm{j}) = \mathrm{j}$.

Elektrische Beziehungen

Neben den für das Rechnen mit j geltenden allgemeinen Regeln müssen uns die für die Hochfrequenztechnik wichtigsten Fälle der Phasenverschiebungen an sich und ebenso auch ihr Zusammenhang mit j geläufig sein. Folgende Fälle kommen in Betracht:

1. Bei einem Wirkwiderstand R sind Strom und Spannung phasengleich:

$$\mathfrak{U} = \mathfrak{I}R;\ \mathfrak{I} = \mathfrak{U}/R$$

2. Bei einer Induktivität L eilt der Strom der Spannung um ein Viertel einer Periode nach:

$$\mathfrak{I} = \frac{\mathfrak{U}}{\mathrm{j}\,\omega L}$$

3. Bei einer Gegeninduktivität M eilt die in einer Wicklung 1 von dem Strom $\mathfrak{I}_2$ der anderen Wicklung 2 herrührende innere Spannung (EMK) $\mathfrak{E}_{21}$ diesem Strom $\mathfrak{I}_2$ um ein Viertel einer Periode nach:

$$\mathfrak{E}_{21} = -\mathfrak{I}_2 \mathrm{j}\omega M$$

4. Bei einer Kapazität C eilt der Strom der Klemmenspannung um ein Viertel einer Periode voraus:

$$\mathfrak{I} = \mathfrak{U}\mathrm{j}\omega C$$

Die Spannungsvorzeichen

Es gibt Klemmenspannungen und innere Spannungen (EMK). Wird eine innere Spannung als Gegenspannung aufgefaßt, die der außen angelegten Klemmenspannung oder einem Teil davon das Gleichgewicht hält, so hat sie das dieser Klemmenspannung entgegengesetzte Vorzeichen.

B e i s p i e l: Liegen ein Widerstand und ein anderer Stromzweig in Reihe an einer Spannung von 100 V und beträgt die auf den Widerstand entfallende Spannung 10 V, während die andere Spannung einen Wert von 90 V hat, so kann man sagen: Die 100 V teilen sich in zwei Klemmenspannungen (10 V und 90 V) auf. Derselbe Fall läßt sich auch so ausdrücken: In dem Widerstand entsteht eine Gegenspannung von 10 V, wobei für den anderen Stromzweig 90 V Klemmenspannung übrig bleiben, da die 10 V der angelegten Klemmenspannung entgegenwirken.

Der in der E i n g a n g s w i c k l u n g vom Strom der Ausgangswicklung über die Gegeninduktivität bewirkten Spannung wird dort von einer Teil-Klemmenspannung das Gleichgewicht gehalten. Vielfach gibt man hier diese Teil-Klemmenspannung an, die in der Summe der anderen Spannungen erscheint.

Die in der A u s g a n g s w i c k l u n g vom Strom der Eingangswicklung hervorgerufene innere Spannung stellt hier die im zugehörigen Stromkreis treibende Spannung dar. Demgemäß erscheint d i e s e Spannung häufig allein auf der einen Seite der zugehörigen Spannungsgleichung, wo sie mit ihrem ursprünglichen (negativen) Vorzeichen auftritt. Man kann sie jedoch auch hier in die Summe der Teilspannungen einsetzen, wobei sie mit dem positiven Vorzeichen auftritt und die eine Seite der Gleichung zu Null wird.

B e i s p i e l: Ein Wirkwiderstand R_1 ist mit einer Spule in Reihe geschaltet. Die Spule hat eine Induktivität L_1 und weist gegenüber einer zweiten irgendwie belasteten Spule eine Gegeninduktivität M auf. Der Gesamtwiderstand des zweiten Kreises wird hier mit $\mathfrak{R}_2$ bezeichnet. Die Hintereinanderschaltung liegt an einer Wechselspannung $\mathfrak{U}$. Für die Hintereinanderschaltung gilt also:

$$\mathfrak{U} = \mathfrak{U}_{R1} + \mathfrak{U}_{L1} + \mathfrak{U}_M \quad \text{oder}$$

$$\mathfrak{U} = \mathfrak{I}_1 R_1 + \mathfrak{I}_1 \mathrm{j}\omega L_1 + \mathfrak{I}_2 \mathrm{j}\omega M$$

Für den aus der zweiten Spule L_2 und der zugehörigen Belastung bestehenden Stromkreis erhalten wir:

$$\mathfrak{E}_{12} = \mathfrak{I}_2 \mathfrak{R}_2$$

oder, wenn wir den Ausdruck für $\mathfrak{E}_{12}$ einsetzen:

$$-\mathfrak{J}_1 j\omega M = \mathfrak{J}_2 \mathfrak{R}_2$$

oder auch, falls wir die mit der Gegeninduktivität zusammenhängende Spannung als Teil-Klemmenspannung betrachten:

$$0 = \mathfrak{J}_2 \mathfrak{R}_2 + \mathfrak{J}_1 j\omega M$$

Einfache, allgemein gültige Vorzeichenregel

Wenn man stets die Klemmenspannungen zugrunde legt, die entweder nötig sind, um die Widerstände zu überwinden oder die man braucht, um den von den Gegeninduktivitäten herrührenden inneren Spannungen das Gleichgewicht zu halten, genügt es, folgende Regel zu beachten:

Der Faktor „j" wird stets mit dem positiven Vorzeichen zum ω gesetzt. Ströme und zugehörige Spannungen erhalten gleiche Vorzeichen.

Beispiel: Die Spannungsgleichung für eine Hintereinanderschaltung aus einer Spule, einem Kondensator und einem Wirkwiderstand lautet:

$$\mathfrak{U} = \mathfrak{U}_L + \mathfrak{U}_C + \mathfrak{U}_R$$

Daraus folgt die Gleichung, in der die Spannungen auf der rechten Seite durch die Widerstände und den Strom ausgedrückt sind, zu:

$$\mathfrak{U} = \mathfrak{J} j\omega L + \mathfrak{J} \frac{1}{j\omega C} + \mathfrak{J} R$$

Weitere Beispiele sind durch die zweite und fünfte Gleichung des vorhergehenden Abschnittes gegeben.

Zwei wichtige Umformungen

Vielfach kommt unter einem Bruchstrich die algebraische Summe einer Größe ohne j und einer Größe mit j vor. Um das j unter dem Bruchstrich zu beseitigen, verwendet man die Beziehung, die allgemein so lautet:

$$(a + b)(a - b) = a^2 - b^2$$

und im besonderen Fall folgendermaßen anzuschreiben ist (siehe die Rechenregeln für j):

$$(a + jb)(a - jb) = a^2 + b^2$$

Man erweitert also den Bruch – je nachdem – mit $(a + jb)$ oder mit $(a - jb)$.

Für Zahlenrechnungen beachte man, daß der Betrag des Ausdruckes $(a + jb)^2$ durch folgende Beziehung gegeben ist:

$$(a + jb)^2 = (\sqrt{a^2 + b^2})^2 = a^2 + b^2$$

Zum Abschluß

Wer die elektrischen Beziehungen grundsätzlich kennt, braucht sich aus der vorliegenden Zusammenstellung nur die fünf Rechenregeln und die allgemeingültige Vorzeichenregel sowie für besondere Fälle die vorstehend beschriebene Umformung zu merken.

Außer diesen gewiß recht geringen notwendigen Kenntnissen benötigt man für die symbolische Rechnung nichts als Übung. Man versäume keine Gelegenheit, die sich bietet, die symbolische Rechnung immer wieder zu üben. Wer sie beherrscht, wird sie häufig gut gebrauchen können.

Die Wahl der Abstimm-Mittel mit Rücksicht auf Bandbreite und Trennschärfe

Die grundlegenden Begriffe

Bandbreite und Trennschärfe liegen dem Entwurf eines Empfängers meist zugrunde. Daraus folgen die Zahl der Abstimmkreise sowie deren Dämpfung und Kopplung. Die Angaben über Bandbreite und Trennschärfe hängen mit folgenden Begriffen zusammen:

1. Die Verstimmung =
   der auf die Resonanzfrequenz f_0 bezogene Unterschied zwischen jeweiliger Frequenz f und Resonanzfrequenz f_0 $\left(\text{also } \frac{f-f_0}{f_0} \text{ oder } \frac{\omega-\omega_0}{\omega_0}\right)$ und
2. das Spannungsverhältnis =
   die Spannung für die jeweilige Frequenz U: Resonanzspannung U_0 (also U/U_0), wobei für fest gekoppelte Bandfilter hier als Resonanzspannung die Höchstspannung gilt, die durch geeignete Verstimmung erzielt werden kann.

Zur Festlegung der Bandbreite gibt man üblicherweise für eine innerhalb des Empfangsbereiches liegende Verstimmung einen Mindestwert des Spannungsverhältnisses an.

Zur Festlegung der Trennschärfe gibt man meist den für eine außerhalb des Empfangsbereiches liegende Verstimmung geltenden Höchstwert des Spannungsverhältnisses an.

Die Kennlinie im allgemeinen

Um auf einfache Weise die Zahl der Kreise, deren Dämpfung und gegebenenfalls deren Kopplung festlegen zu können, braucht man Kennlinien, die das Spannungsverhältnis U/U_0 abhängig von der Verstimmung darstellen. Für diese Kennlinien werden mit Rücksicht auf die weiten Zahlenbereiche logarithmische Maßstäbe verwendet. Hierbei kommt man mit einzelnen Kennlinien aus, wenn man die Verstimmung durch das Verhältnis „Verstimmung: Dämpfung" ersetzt.

In der logarithmischen Darstellung sind die Resonanzkennlinien einseitig zu zeichnen. Leider fallen die beiden Kurvenäste mit der durch $x = \frac{\omega-\omega_0}{\omega_0}$ ausgedrückten Verstimmung etwas ungleich aus. Daher verwendet man für die logarithmische Darstellung statt der Verstimmung x die Doppelverstimmung $y = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}$. In der Nähe der Resonanzfrequenz gilt genügend genau: $y = 2\,x$.

Die Einzelkreis-Kennlinien

Bild 1 zeigt die Kennlinien eines und mehrerer Einzelkreise. Der Fall mehrerer Einzelkreise liegt vor, wenn sich zwischen je zwei Kreisen eine Röhre befindet, die nur die Spannung überträgt, im übrigen aber jede gegenseitige Beeinflussung der Kreise verhindert. Um die Kennlinie für mehrere (n) Einzelkreise zu erhalten, potenziert man das für einen Einzelkreis geltende Spannungsverhältnis jeweils mit der Zahl n der Einzelkreise.

B e i s p i e l: Für einen Einzelkreis ergibt sich zu einer auf die Dämpfung bezogenen Doppelverstimmung von 2 das Spannungsverhältnis 0,447. Daraus folgt das Spannungsverhältnis für zwei Einzelkreise zu $0{,}447^2 = 0{,}2$. In der logarithmischen Darstellung erübrigt sich diese Rechnung. Hier brauchen wir, um aus der Kennlinie für einen Einzelkreis die Kennlinie für *n* Einzelkreise zu erhalten, zu jeder Verstimmung nur die Entfernung zwischen dem Punkt der Einzelkreis-Kennlinie und der für das Spannungsverhältnis 1 geltenden Waagerechten für *n* mal nach unten abzutragen.

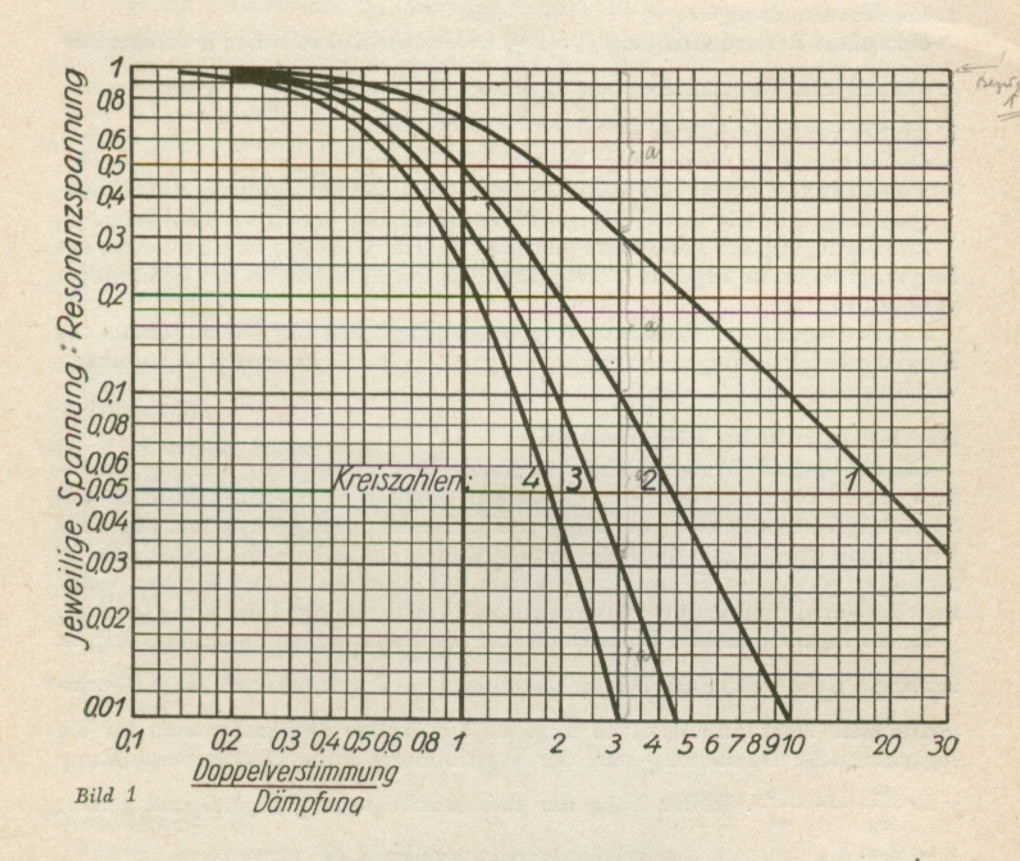


Bild 1

Die Kennlinien der zweikreisigen Bandfilter

In Bild 2 sind die Kennlinien für einzelne zweikreisige Bandfilter zu sehen. Um eine einheitliche Darstellung zu erhalten, muß hier außer der Verstimmung auch der Kopplungsfaktor auf die Dämpfung bezogen sein. Die Kennlinien für mehrere zweikreisige Bandfilter werden aus der Kennlinie für ein einzelnes, zweikreisiges Bandfilter in derselben Weise gewonnen, wie das oben für die Einzelkreise geschildert ist.

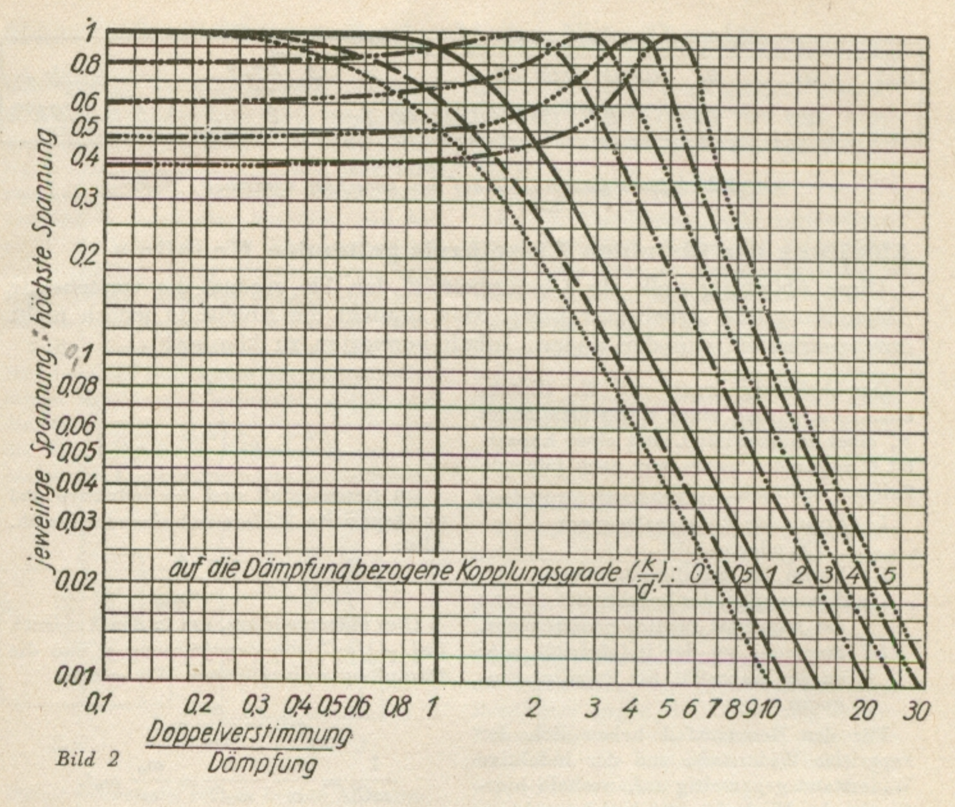


Bild 2

Die Verwertung der Kennlinien von Bild 1 und Bild 2 wird durch eine verschiebbare Doppelskala erleichtert, die einesteils die Verstimmung $x = \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}$ in % und andernteils die Dämpfung $d = \frac{R}{\omega L}$ ebenfalls in % enthält (Bild 3 und Umschlag). Wie die Skala benutzt wird, zeigt das folgende auf Bild 1 bezogene Beispiel:

B e i s p i e l: Das Spannungsverhältnis U/U_0 soll für eine Verstimmung von 1% den Wert von 0,03 nicht überschreiten. Wir legen die Skala mit der zu ihrer Verstimmungsteilung gehörigen Kante in der Höhe, die zu dem Spannungsverhältnis 0,03 gehört, waagerecht so auf das Kennlinienbild, daß $x = 1\%$ jeweils auf eine der Kennlinien zu liegen kommt, und lesen an dem senkrechten Strich, der zu $y/d = 1$ gehört, den Wert der Dämpfung ab. So erhalten wir
für 1 Kreis eine Dämpfung von 0,06%,
für 2 Kreise eine Dämpfung von 0,35%,
für 3 Kreise eine Dämpfung von 0,63% und
für 4 Kreise eine Dämpfung von 0,88%, wobei die angegebenen Dämpfungen wohl unterschritten, nicht aber überschritten werden dürfen.

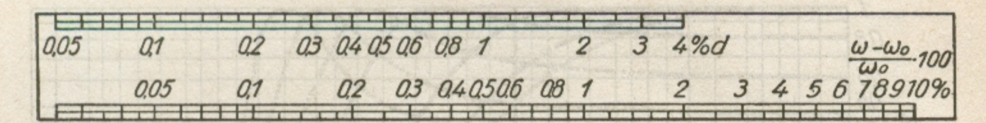


Bild 3 (zum Ausschneiden auf dem Umschlag wiederholt)

Ableitung der für einen Einzelkreis geltenden Kennlinie

Diese Ableitung stellt ein Übungsbeispiel dar. Sie ergänzt die vorstehende Abhandlung und Arbeitsanweisung. Man braucht die Ableitung jedoch nicht durchzuarbeiten, um den andern Inhalt verwerten zu können!

Der Ableitung legen wir die Hintereinanderschaltung eines Wirkwiderstandes R, einer Induktivität L und einer Kapazität C zugrunde, wobei wir noch folgende Zeichen benutzen:

- I_0 Strom für Resonanzfrequenz (f_0 oder ω_0).
- I Strom für jeweilige Frequenz.
- U_0 Spannung an der Induktivität oder an der Kapazität für Resonanzfrequenz.
- U Spannung an der Induktivität oder an der Kapazität für jeweilige Frequenz.

Für den Resonanzfall heben sich der kapazitive Widerstand und der induktive Widerstand gegenseitig auf, weshalb hierfür nur der Wirkwiderstand wirksam ist:

$$I_0 = \frac{E}{R}$$

Im übrigen zählt sich zu dem Wirkwiderstand R der aus dem induktiven Widerstand ωL und dem kapazitiven Widerstand $1/\omega C$ gebildete Gesamtwiderstand $(\omega L - 1/\omega C)$ rechtwinklig zusammen:

$$I = \frac{E}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}}$$

Bei nicht zu großen Abweichungen von der Resonanzfrequenz können wir setzen:

$$\frac{U}{U_0} \approx \frac{I}{I_0} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}}$$

$$= \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{R^2}\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}}$$

Im Resonanzfall sind der induktive und der kapazitive Widerstand einander gleich. Also:

$$\omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C}$$

Dies nutzen wir aus, um in den Ausdruck $(\omega L - {}^1/\omega C)$ die Verstimmung γ und die Dämpfung d einzuführen. Wir setzen:

$$\omega L = \frac{\omega}{\omega_0}\,\omega_0 L$$

$$\frac{1}{\omega C} = \frac{\omega_0}{\omega}\,\frac{1}{\omega_0 C} = \frac{\omega_0}{\omega}\,\omega_0 L$$

Damit wird:

$$\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) = \omega_0 L\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) = \omega_0 L \gamma$$

und

$$\frac{U}{U_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_0 L}{R}\right)^2 \gamma^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\gamma}{d}\right)^2}}$$

oder symbolisch ausgedrückt:

$$\frac{U}{U_0} = \frac{1}{1 + \mathrm{j}\,\frac{\gamma}{d}}$$

In beiden Ausdrucksweisen erhalten wir für γ/d groß gegen 1

$$\frac{U}{U_0} = \frac{d}{\gamma}$$

Näheres über diese Fragen siehe W. Runge, Telefunken-Zeitung 1927 Nr. 47 und P. Hermanspann, Telefunken-Zeitung 1931 Nr. 58.

Bandfilter für veränderliche Bandbreite

Einseitige Verstimmung

Wie für Bandfilter mit fester Bandbreite, kann man auch für Bandfilter, deren Bandbreite durch Kopplungsänderung beeinflußt werden soll, jede beliebige Kopplungsart verwenden, wenn man beachtet, daß bei einer Veränderung des Kopplungsgrades das Bandfilter nicht einseitig verstimmt wird. Um die einseitige Verstimmung kennenzulernen, betrachten wir einige Fälle:

1. Bei einer kapazitiven Kopplung nach Bild 1 soll die Bandbreite mit dem gemeinsamen Kondensator geändert werden. Um die Bandbreite zu vergrößern, muß man die Kopplung durch Vermindern der Kapazität des Kopplungskondensators erhöhen.

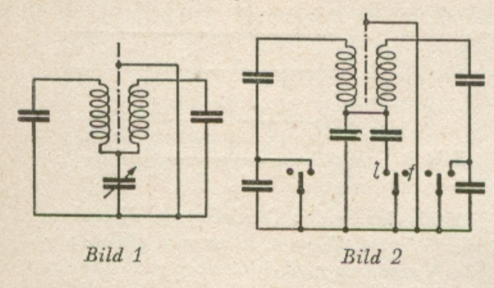


Bild 1 *Bild 2*

Damit werden die für die beiden Abstimmkreise wirksamen Gesamtkapazitäten herabgesetzt, wobei sich die Resonanzfrequenzen der einzelnen Kreise nach oben schieben. Um eine solche Verschiebung zu verhindern, muß man hier die Gesamtkapazitäten der Einzelkreise durch zwei zusätzliche Kondensatoren gleich halten, die dem Kopplungskondensator entgegengesetzt verändert werden (Bild 2).

2. Für eine Kopplung nach Bild 3 ergibt sich bei zunehmendem Kopplungsgrad ein Anwachsen der Kapazitäten der Einzelkreise. Hier müssen also – gemäß Bild 4 – die Gesamtkapazitäten ebenfalls durch zwei entgegengesetzt geregelte Zusatzkondensatoren gleich gehalten werden. Hierzu kann die nicht geerdete Rotorplatte des Kopplungskondensators dienen (Blaupunkt).

3. Ein besonderer Vorzug der magnetischen Kopplung ist darin zu sehen, daß bei ihr die für jeden Kreis geltende Gesamtinduktivität unabhängig von dem Kopplungsgrad bleibt.

Dämpfungsänderungen

Um die Bandbreite in sehr weiten Grenzen zu verändern, müßte man bei Verwendung eines einzigen Bandfilters Hand in Hand mit dem Kopplungsgrad auch die Dämpfung ändern, um so eine zu starke Einsattlung der Gesamt-Resonanzkurve zu verhindern. Hierbei werden die Flankensteilheit der Resonanzkurve sowie die Empfindlichkeit für große Bandbreiten herabgesetzt.

Mehrere Bandfilter

Da das jeweils eingestellte Frequenzband möglichst gleichmäßig übertragen werden soll, ist es unzweckmäßig, sämtliche miteinander zusammenwirkenden Bandfilter gemeinsam in gleicher Weise zu regeln. Vielmehr sollte man für große Bandbreite die Einsattlung der Resonanzkurve eines Bandfilters gegen die nicht eingesattelte Resonanzkurve eines anderen Bandfilters ausspielen, das wesentlich schwächer gekoppelt oder stärker gedämpft ist als dieses.

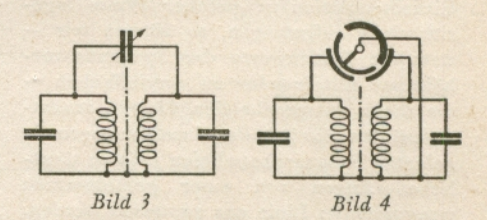


Bild 3 *Bild 4*

Bei ungleichen Bandfilter-Dämpfungen wird man aus diesem Grunde die Bandbreite des Bandfilters mit der größten Dämpfung überhaupt nicht oder doch am wenigsten regeln. Man kann für regelbare Bandfilter bei fester Kopplung auch die beiden Einsattlungen, die sich für ein dreikreisiges Bandfilter ergeben, gegen die beiden Höcker der Resonanzkennlinie des zweikreisigen Bandfilters ausspielen (Telefunken T 898).

Gewinnung der Gesamt-Resonanz-Kennlinien

Das Grundsätzliche

Fast immer wirken in Empfangsschaltungen und auch in anderen Anordnungen, in denen man von Abstimm-Mitteln Gebrauch macht, mehrere Einzelkreise oder mehrere Bandfilter oder auch Bandfilter und Einzelkreise miteinander zusammen. Um die zugehörige Gesamt-Resonanzkennlinie zu erhalten, brauchen wir nur die für gleiche Verstimmungen geltenden Spannungsverhältnisse miteinander zu vervielfachen. Ergeben sich z. B. bei zwei Abstimm-Mitteln zu einer Verstimmung von 2% die Spannungsverhältnisse 0,8 und 0,6, so erhalten wir zu ebenfalls 2% Verstimmung als insgesamt maßgebendes Spannungsverhältnis $0{,}8 \times 0{,}6 = 0{,}48$. Bei Zusammenwirken verschieden gekoppelter Bandfilter oder bei Zusammenwirken von Bandfiltern und Einzelkreisen kann der Höchstwert des Spannungsverhältnisses von 1 abweichen. Hierbei rechnen wir zweckmäßig auf den Höchstwert 1 um, indem wir die einzelnen Werte jeweils durch den an Stelle von 1 erhaltenen Höchstwert teilen.

Logarithmisch aufgetragene Spannungsverhältnisse

Sind die Spannungsverhältnisse für die Einzelkennlinien in gleicher Weise logarithmisch aufgetragen, so können wir – statt die Zahlenwerte der Spannungsverhältnisse miteinander zu vervielfachen – die ihnen entsprechenden Längen zusammenzählen. Für jede der einzelnen zugrunde gelegten Resonanzkennlinien müssen sämtliche Längen von einer gemeinsamen waagerechten Linie aus gemessen werden. Da die Lage dieser Linie an sich gleichgültig ist, wählen wir hierfür am besten die Linie, die zum Spannungsverhältnis 1 gehört. Abb. 1 zeigt ein Beispiel. Die gegebenenfalls notwendige Umrechnung auf den Höchstwert 1 läßt sich bei logarithmischem Maßstab für das Spannungsverhältnis durch einfaches Verschieben dieses Maßstabes erzielen: Der Wert 1 des Maßstabes wird in die Höhe des Höchstwertes der Gesamt-Resonanzkennlinie gelegt.

Auf die Dämpfung bezogene Verstimmung

Haben die einzelnen Abstimm-Mittel verschiedene Dämpfungen, so ist zu beachten, daß in den Resonanzkennlinien die Spannungsverhältnisse meist nicht abhängig von der Doppelverstimmung, sondern abhängig von dem Verhältnis zwischen der Doppelverstimmung und der Dämpfung aufgetragen sind. Hierbei müssen wir für verschieden gedämpfte Abstimm-Mittel die waagerechten Maßstäbe der Kennlinienbilder aufeinander umrechnen. Die Kennlinien müssen nämlich so zusammengefügt werden, daß die Verstimmungen miteinander in Einklang stehen. Hat das Ver-

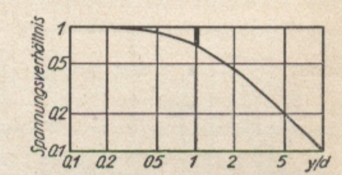


Bild 1

hältnis der beiden Dämpfungen d_a und d_b den Wert $d_a/d_b = n$, so ist zum gleichen y das Verhältnis y_a/d_a $1/n$mal so groß wie das Verhältnis y_b/d_b.



Bild 2

Beispiel: Die Gesamt-Resonanzkennlinie für einen Einzelkreis mit der Dämpfung $d_a = 2\%$ und für ein Bandfilter mit der Dämpfung $d_b = 1\%$ und mit dem Kopplungsfaktor $k = 2\%$ $(k/d = 2)$ ist zu ermitteln. Die Einzel-Resonanzkennlinien stehen zur Verfügung. Wir wollen die Gesamt-Resonanzkennlinie in das zum Bandfilter gehörige Bild eintragen. Zu $y/d = 2$ für das Bandfilter gehört bei gleicher Verstimmung für den Einzelkreis, dessen Dämp-

fung doppelt so groß ist, ein $\gamma/d = 2 : 2 = 1$ (Bild 1 und 2).

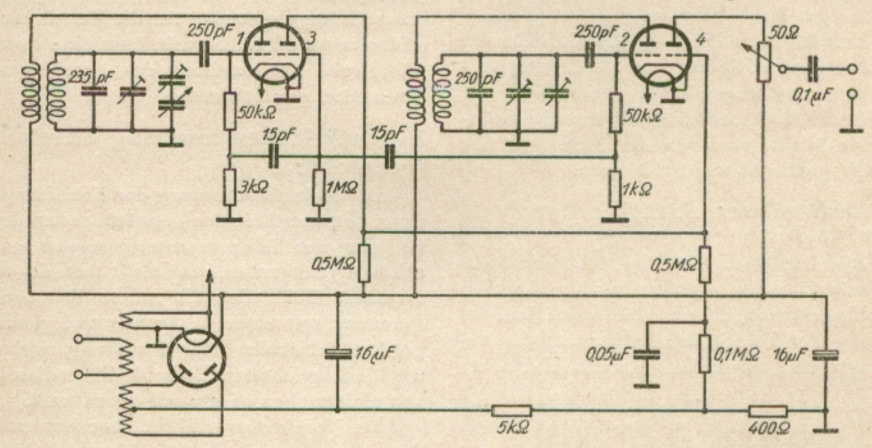
Logarithmisch aufgetragenes Verstimmungsverhältnis

Auch hier kann zur Berücksichtigung ungleicher Dämpfungen statt der oben erläuterten Umrechnung eine Verschiebung der Kennlinienbilder vorgenommen werden. Beträgt die Dämpfung zum einen Kennlinienbild (*a*) z. B. 3 und zum andern Kennlinienbild (*b*) z. B. 2, so müssen die Kennlinienbilder derart waagerecht gegeneinander verschoben werden, daß der Wert 2 für γ/d im Kennlinienbild *a* sich mit dem Wert 3 für γ/d im Kennlinienbild *b* deckt.

Für den im vorigen Abschnitt behandelten Fall muß daher das Kennlinienbild des Einzelkreises (Dämpfung 2%) so zu dem Bandfilter-Kennlinienbild (Dämpfung 1%) verschoben werden, daß sich $\gamma/d = 2$ für das Bandfilter mit $\gamma/d = 1$ für den Einzelkreis deckt.

Ein einfacher Schwebungssummer

Wir bringen hier die Schaltung des Philco-Schwebungssummers. Sie zeichnet sich durch ihre Einfachheit aus. Die beiden Hochfrequenzerzeuger (Röhrenteil 1 und linker Schwingkreis sowie Röhrenteil 2 und rechter Schwingkreis) sind nämlich – ohne besondere Kunstschaltungen – einfach über zwei an die angezapften Gitterwiderstände angeschlossene Kondensatoren von je 15 pF miteinander gekoppelt und wirken hiermit gemeinsam auf das Gitter des Röhrenteiles 3, der die Schwebungsspannung an den Röhrenteil 4 weitergibt. An dessen



Anodenwiderstand läßt sich die verstärkte Schwebungs-Tonfrequenzspannung regelbar abgreifen. Die Frequenzeinstellung erfolgt an dem im linken Schwingkreis enthaltenen Drehkondensator. Die benutzten Doppelröhren ähneln unserer EDD 11. Als Gleichrichterröhre kann die EZ 11 dienen.

Nachdenkliches

Der übertriebene Forschungsingenieur:

Erst weiß er viel von Wenigem, dann immer mehr von Weniger und zum Schluß alles von Nichts.

Der übertriebene Vertriebsingenieur:

Erst weiß er wenig von Vielem, dann immer weniger von Mehr und zum Schluß nichts von Allem.

Messung elektromagnetischer Felder

Das Feldstärkemeßgerät, das zur Messung elektromagnetischer Felder dient, ist im Grunde nichts anderes als eine geeichte oder eichbare Empfangsanordnung, die aus einer Antenne, einem Empfänger und einem Anzeigegerät besteht. Empfänger und Anzeigegerät können gemeinsam als Röhrenspannungszeiger ausgebildet sein.

Antenne und Antennenkreis

Die Feldstärkemeßgeräte arbeiten meist mit Rahmenantennen, da sich die Feldstärken aus den Rahmenabmessungen und aus der inneren Rahmenspannung einfach und genau berechnen lassen und da weiterhin für die kleine, vom Rahmen umfaßte Fläche ein einheitliches Feld angenommen werden kann. Elektrische Antennen müßten für Feldstärkemeßgeräte derart gestaltet werden, daß deren wirksame Höhe gut feststellbar ist.

Der Rahmen dient als Induktivität des ersten Kreises. Dieser muß gleichseitig aufgebaut und abgeglichen werden, da der Rahmen sonst zusätzlich als kapazitive Antenne wirkt, wodurch die Meßergebnisse völlig gefälscht werden können.

Unmittelbare Anzeige der Feldstärke

Bild 1 zeigt den Schaltplan für den Rahmenkreis eines unmittelbar anzeigenden Feldstärkemeßgerätes. Die von dem zu messenden Feld in der Rahmenantenne erzeugte und durch die Resonanz überhöhte

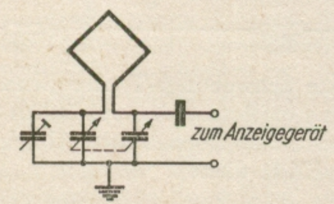


Bild 1

Spannung wird – meist nach vorangehender Verstärkung – von einem Röhrenspannungszeiger angezeigt. Bei hoher Empfangsspannung – d. h. bei starken Feldern oder bei großen Rahmenantennen – kann der Verstärker wegfallen. Die Meßgenauigkeit hängt ab von der Genauigkeit des Röhrenspannungszeigers, der Genauigkeit der Bestimmung der Kreisdämpfung und der Genauigkeit der Berechnung des Feldes aus den Rahmenabmessungen. Verwendet man einen Verstärker, so ist zusätzlich die Kenntnis der Abhängigkeit der Ausgangsspannung von der Eingangsspannung notwendig, worin sich eine weitere Fehlerquelle birgt.

Bei einem der praktisch ausgeführten Verfahren benützt man zur Verstärkung einen Überlagerungsempfänger, dessen Oszillatorspannung über den gesamten Frequenzbereich auf demselben Wert gehalten wird, damit der Wert der Zwischenfrequenzspannung nur von der Empfangsspannung abhängt. Für große Feldstärkemeßbereiche wird ein Teil der zur Anzeige gleichgerichteten Zwischenfrequenzspannung als Regelspannung für die Verstärkerstufen verwendet. Hiermit kann eine logarithmische Skalenteilung des Anzeige-Instrumentes erzielt werden.

Feldstärkebestimmung durch Vergleich

Um von der Bestimmung der Kreisdämpfung, der Kennlinie des Verstärkers und der Eichung des Röhrenspannungszeigers unabhängig zu werden, vergleicht man das zu messende Feld oder die innere Rahmenspannung mit einer bekannten und gleich großen Feldstärke oder Spannung, wobei die Meßeinrichtung für beide Fälle dieselben elektrischen Werte aufweisen muß.

Alle Vergleichsverfahren beruhen auf demselben Grundgedanken: Man stellt den Höchstwert der Empfangsspannung ein, indem man auf sie abstimmt und den Rahmen mit seiner Schmalseite gegen den Sender richtet. Nach der Ablesung des Instrumentes dreht man den Rahmen quer zur Empfangsrichtung und stellt durch Einkoppeln des am Empfangsort erzeugten und genau meßbaren bekannten Normalfeldes oder einer entsprechenden Normalspannung den ursprünglichen Ausschlag wieder her. Da die Normalspannung der inneren Rahmen-

spannung und nicht der überhöhten Klemmenspannung entspricht oder das Normalfeld gleich dem zu messenden Feld ist, fallen hier die Einflüsse der Resonanzüberhöhung und der Eichung des Anzeigegerätes heraus.

Die Forderungen, die an die Vergleichsmethode gestellt werden müssen, sind:

1. Die Erzeugung eines genauen Normalzeichens.
2. Das Einkoppeln des Normalzeichens ohne Änderung der elektrischen Werte des Rahmenkreises.
3. Wirksamste Abschirmung des Normalzeichen-Oszillators gegen den Rahmen zur Vermeidung der Streukopplungen.

Das Normalzeichen entsteht in einem Eichoszillator, dessen Schwingspannung mit Hilfe eines Spannungszeigers eingestellt wird. Die benötigten kleineren Teilspannungen werden mit Hilfe eines geeichten Spannungsteilers („Dämpfungsnetzwerk“, „Eichleitung“) gewonnen.

Die Eichleitung, die entweder zwischen dem Eichoszillator und dem Rahmen (Bild 2) oder in den Empfänger (Bild 3) eingefügt sein kann, ist aus Ohmschen Widerständen vollkommen erdsymmetrisch aufgebaut. Von ihr hängt die Meßgenauigkeit in hohem Grade ab. Deshalb muß die Bemessung der Widerstände sorgfältig überlegt werden. Bei zu großen Widerstandswerten würden die kapazitiven Nebenleitwerte und bei zu kleinen Widerstandswerten die Reiheninduktivitäten stören.

Das Einkoppeln des Normalzeichens geschieht entweder über eine geeichte Gegeninduktivität oder – was elektrisch betrachtet grundsätzlich dasselbe ist – über einen zweiten Rahmen oder über einen Koppelwiderstand. Der kleinere Senderrahmen kann konzentrisch im Empfangsrahmen angeordnet werden.

Die Fehlerquellen liegen bei der Vergleichsmessung im Normalspannungszeiger, im Spannungsteiler und in der Koppeleinrichtung. Zur Verstärkung der zu vergleichenden Spannungen kann hier jeder Empfänger mit passender Empfindlichkeit verwendet werden, dessen Kennlinie gleichgültig ist. Er muß lediglich die fraglichen Spannungs- und Frequenzwerte verarbeiten können.

Mit entsprechenden Empfängern lassen sich Spannungen bis herunter zu 0,1 μV und somit auch die dazugehörigen Feldstärken feststellen. Da die Schwingspannungen des in nächster Nähe befindlichen Oszillators bei 10 bis 20 Volt liegen, empfiehlt es sich, den Oszillator auch bei sorgfältiger Abschirmung noch so aufzustellen, daß sein Streufeld nicht vom Rahmen aufgenommen werden kann.

Widerstands-Einkopplungen

Die in Bild 2 und Bild 3 gezeigten Anordnungen arbeiten mit einem Koppelwiderstand R. Dieser ist wegen der notwendigen Gleichseitigkeit in die elektrische Rahmenmitte eingefügt. Von der Abstimm-Kapazität C des Rahmens, der hier

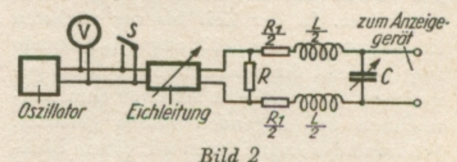


Bild 2

durch die zwei aus $R_1/2$ und $L/2$ gebildeten Zweige veranschaulicht ist, wird die überhöhte Rahmenspannung an den Empfänger gleichseitig weitergegeben. Der Widerstand R liegt zusätzlich zu R_1 als Verlustwiderstand im Rahmenkreis, was die Resonanzüberhöhung des Kreises verkleinert.

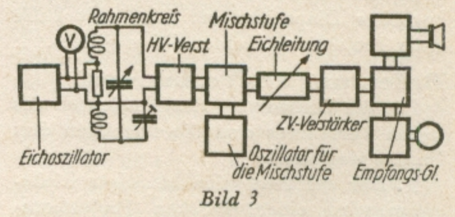


Bild 3

Unmittelbar am Oszillatorausgang befindet sich hier ein Vakuum-Thermokreuz-Spannungszeiger. Die davon angezeigte Oszillatorspannung wird in Bild 2 beim Empfang des unbekannten Signales mit dem Schalter S kurzgeschlossen. Dort ist R_1 der Verlustwiderstand des Rahmenkreises.

J. O. Preisig

Fernsehprojektion nach neuem Verfahren

Von MANFRED VON ARDENNE

In dem von der Forschungsanstalt der Deutschen Reichspost im Herbst 1938 herausgegebenen Fernseh-Sonderheft der Zeitschrift „Telegraphen-, Fernsprech-, Funk- und Fernseh-Technik" hat der Verfasser Verfahren und Anordnungen beschrieben, die die Projektion von Fernsehbildern aus einer bisher praktisch nicht verwirklichten Richtung in Angriff nehmen. Die Einrichtungen haben u. E. grundsätzliche Bedeutung. Sie ermöglichen eine seit langem angestrebte Lösung, die durch das Schlagwort „Elektronengesteuertes Diapositiv" gekennzeichnet werden könnte.

Überblick über das Verfahren

Durch den vom Sender her in seiner Intensität modulierten Elektronenstrahl wird das Bild in dem üblichen Zeilenraster aufgezeichnet. In der Zeit bis zur nächsten Bildabtastung – das heißt etwa $^1/_{25}$ Sekunde lang – bleibt das Bild auf dem Schirm gespeichert und wird erst kurz vor dem Aufzeichnen des folgenden Bildes gelöscht. Während das Aufzeichnen mit einem Elektronenstrahl hoher Elektronen-Geschwindigkeit (etwa 9000 Volt) und großer Punktschärfe erfolgt, wird das Auslöschen durch einen zweiten Elektronenstrahl kleiner Elektronen-Geschwindigkeit (z. B. 1000 Volt) bewirkt.

Das aufgezeichnete Bild dient während der ganzen Zeit seines Bestehens als lichtoptisches Diapositiv und wird mit Hilfe einer Projektions-Lichtquelle projiziert.

Bedeutung des Verfahrens

Für die Beurteilung der Aussichten des neuen Verfahrens sind die folgenden drei Punkte wesentlich:

1. Der zur Projektion benötigte Lichtstrom wird einer üblichen Projektions-Lichtquelle entnommen und nicht, wie bisher, der durch Leuchtschirmeigenschaften sowie Strom- und Steuermittelaufwand eng begrenzten Fluorescenz einer Braunschen Röhre. Folglich werden bei gleicher Diapositivfläche auch etwa die Projektionslichtströme zu erhalten sein, die wir von der Filmprojektion gewohnt sind.

2. Aus Gründen, die mit der Wirkungsweise der neuen Einrichtungen zusammenhängen, müssen die Abmessungen des „elektronengesteuerten Diapositivs" – zumindest für die nächste Entwicklungszeit – größer sein als die des Filmdiapositivs (z. B. 9 cm × 12 cm). Die größere Diapositiv-Fläche ermöglicht einen wesentlich besseren lichttechnischen Wirkungsgrad, so daß bei der vorgeschlagenen Fernsehprojektion entweder größere Projektionslichtströme erzielt oder schwächere Projektionslichtquellen angewendet werden können als bei der Filmprojektion. Die erstgenannte Möglichkeit dürfte sich zu einer neuen Großbildtechnik weiter entwickeln. Die zweitgenannte Möglichkeit läßt auch für den Heimempfang Bildhelligkeiten erreichbar erscheinen, die in unverdunkelten Räumen kontrastreiche Bilder ergeben.

3. Da das projizierte Bild hier während des größten Teiles der Gesamtzeit bestehen bleibt, ist ähnlich wie bei den Filmprojektoren mit optischem Ausgleich eine flimmerfreie Bildwiedergabe auch mit geringen Bildwechselzahlen vorhanden. Das einzelne Bildelement, das sonst nur etwa $^1/_{1\,000\,000}$ Sekunde aufleuchtet, gelangt hier fast ununterbrochen zur Projektion, womit das Zeilensprungverfahren an Wert verliert.

Die unter 1 . . . 3 aufgezählten Eigenschaften sind Folgen der empfangsseitigen Speicherung. Schon die sendeseitige Speicherung brachte in der Fernsehtechnik einen entscheidenden Fortschritt (Ikonoskop von Zworykin). Die wirtschaftliche Bedeutung der empfangsseitigen Tonwert-Speicherung dürfte um einige Größenordnungen höher liegen als die Bedeutung der sendeseitigen Helligkeitswert-Speicherung, weil zu einer Sendeanlage stets viele Empfangsanlagen gehören.

Grundgedanke der Anordnungen

Die mit Hilfe des oben erwähnten Aufzeichnungs-Elektronenstrahles auf einem Relaisschirm hervorgerufene, dem jeweiligen Bildinhalt entsprechende Spannungsverteilung wird mit Hilfe geeigneter Mittel

sichtbar gemacht. Dabei kann man unterscheiden zwischen den Mitteln zum Erzeugen der bildmäßigen Spannungsverteilung und den Mitteln zu deren Sichtbarmachen.

Herstellen und Löschen der Spannungsverteilung

Auf der isolierenden Oberfläche eines Relaisschirmes (Bild 1) wird mittels der beiden Strahlen ein in Bild 2 für einen hellen Bildpunkt dargestellter zeitlicher Spannungs-Verlauf erzielt. Beide Elektronenstrahlen werden mit denselben Ablenkspannungen über die Fläche des Relaisschirmes bewegt. Der zwischen Schreib- und Löschfleck notwendige Abstand *a* entsteht durch eine entsprechende Einstellung der Systeme der Doppelstrahlröhre.

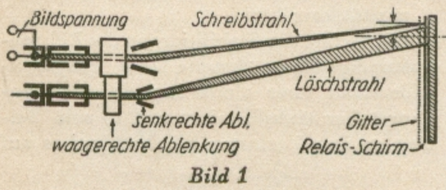


Bild 1

Die Lage und Bewegung der beiden Elektronenflecke geht aus Bild 3 hervor. Ein unmittelbar vor dem Relaisschirm angebrachtes feinmaschiges Gitter (Bild 1) verhindert vor dem Relaisschirm „elektronenoptische Schlieren", die sich sonst – als Folge der Spannungsverteilung des Relaisschirmes – ausbilden könnten.

Versuche bewiesen, daß bereits mit Betriebsspannungen von 9000 Volt Spannungen von fast 5000 Volt gespeichert und gelöscht werden können, die bei Schirmen von 0,3 mm Dicke Spannungsgefälle von mehr als 100 000 Volt/cm ergeben.

Das Sichtbarmachen der Spannungsverteilung

Von den verschiedenen Wegen zum punktweisen Sichtbarmachen der großen Spannungsunterschiede hat sich besonders der durch Bild 4 gekennzeichnete Weg als gangbar erwiesen. Hier dient als Relaisschirm eine dünne Zinkblendekristallplatte, die auf ihrer Rückseite mit einem spiegelnden und an die Anode der Röhre angeschlos-

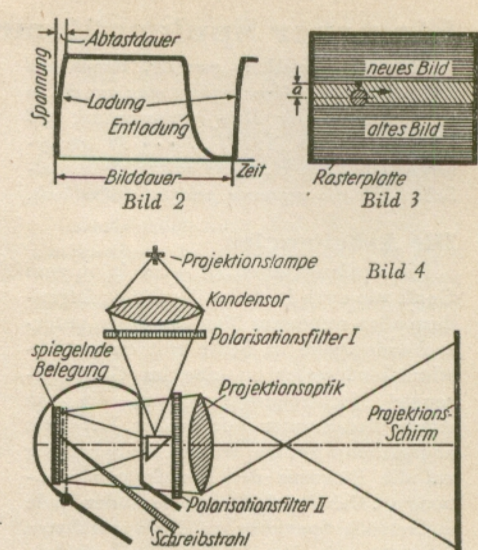


Bild 2 **Bild 3** **Bild 4**

senen Belag versehen ist. Die Spannung zwischen diesem Belag und der auf der Oberfläche des Relaisschirmes gespeicherten Elektronenladung verursacht bei Zinkblende einen elektrooptischen Effekt, der wie bei einer Kerrzelle die Aufhellung eines Polarisationslichtstromes bewirkt. Im Gegensatz zum elektrooptischen Effekt bei Flüssigkeiten, der in Richtung des elektrischen Feldes den Wert 0 hat, ist bei geeignet geschnittenen Zinkblendekristallen auch in Richtung des elektrischen Feldes ein kräftiger elektrooptischer Effekt vorhanden. Bei der Anordnung nach Bild 4 ist der Effekt dadurch verdoppelt, daß das Licht zweimal durch den Kristallschirm läuft. Die Reflexion bringt den weiteren Vorteil mit sich, daß ein Durchgang des Projektionslichtstromes durch leitende Belegungen, die fast stets Lichtstromverluste bedingen, vermieden wird. Messungen zeigten, daß hier schon gespeicherte Spannungen von 4500 Volt ausreichen, um den Polarisationslichtstrom auf 85% aufzuhellen.

Wenn auch die physikalischen Fragen des neuen Verfahrens schon weitgehend geklärt sind, dürften noch Jahre vergehen, bis das beschriebene Verfahren zum Allgemeingut der Fernsehtechnik geworden ist.

Ein neuer Spulengütemesser

Eine Neuentwicklung von Dr. Rohde und Dr. Schwarz. Zu dieser erfährt man aus der in der Zeitschrift für Hochfrequenztechnik und Elektroakustik 53 (1939) 27 · · · 33 erschienenen Arbeit von G. Opitz zahlreiche Einzelheiten über die zugrunde gelegte Meßmethode.

Die Arbeitsweise

Die Spulengüte $\omega L/R$ wird in diesem Gerät wie auch in dessen Vorläufer folgendermaßen gemessen: Man legt die zu untersuchende Spule in Reihe mit einem Abstimmkondensator an eine im Gerät erzeugte Hochfrequenzspannung, die an einem Kondensator mit großer Kapazität abgegriffen wird, und stimmt die Schaltung auf die Frequenz der Hochfrequenzspannung ab. Dabei verhält sich die an der Spule auftretende Spannung zu der zugeführten Spannung wie der induktive Spulenwiderstand zum Verlustwiderstand der Resonanzschaltung. Man hält die zugeführte Spannung auf stets demselben Wert und erreicht hierdurch, daß die von einem passend geeichten Röhren-Spannungszeiger gemessene Spulenspannung unmittelbar als Maß für das Verhältnis $\omega L/R$ zu dienen vermag.

Eigenschaften und Schaltung

Während das bisherige Gerät Spulen mit Induktivitäten von 0,5 μH bis 10 mH zu messen gestattet, erstreckt sich der Induktivitätsbereich beim neuen Gerät von 0,25 μH bis 50 mH, wobei die Spulengüte in zwei Meßbereichen (von 15 bis 100 und von 100 bis 600) gemessen werden kann. Einige wesentliche Eigenschaften des neuen Gerätes:

1. Auswechselbarkeit sämtlicher Röhren
2. Genauigkeit der Gütemessung ± 5%
3. Netzspannungs-Stabilisierung etwa 1 : 12
4. Wesentlich verlustärmerer Meßkreis als das ältere Gerät
5. Größere Kapazität des Einkopplungskondensators. Daher Wegfall einer Kapazitätskorrektur

Auf Grund der Stabilisierung des Röhren-Spannungszeigers konnte sein Eingangswiderstand über einen kapazitiven Spannungsteiler transformiert und so sein Beitrag zu den Verlusten des Meßkreises auf ungefähr 3×10^{-5} herabgesetzt werden. Insgesamt war es möglich, den Gesamtverlust auf etwa 1×10^{-4} zu senken.

Die Innenschaltung des neuen Meßgerätes ist in Bild 1 zu sehen. Links er-

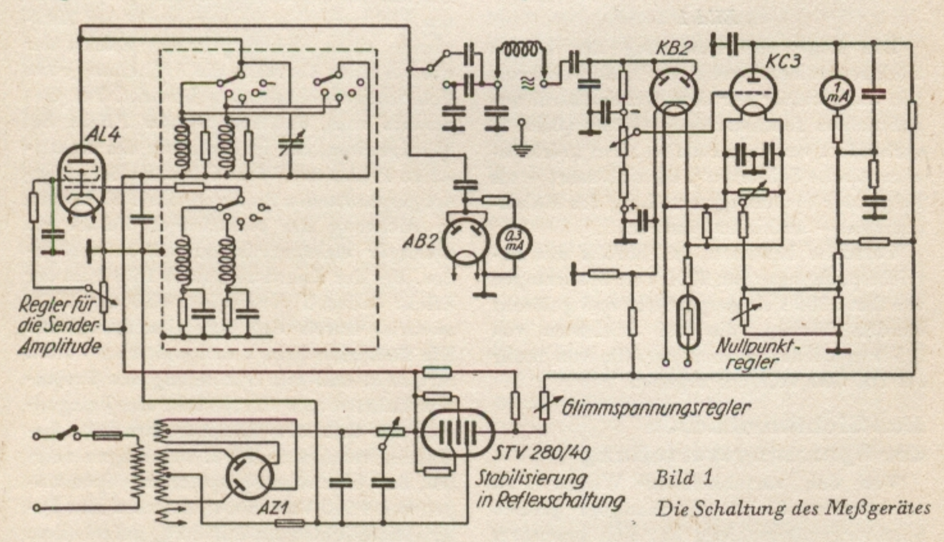


Bild 1
Die Schaltung des Meßgerätes

kennen wir den Hochfrequenzgenerator, rechts daneben den Spannungszeiger, der es möglich macht, die Hochfrequenzspannung stets auf denselben Wert einzustellen, und ganz rechts den Röhren-Spannungszeiger, der zur Anzeige der Spulengüte dient.

Beachtenswerte Hinweise

Wie schon erwähnt, zeigt das Gerät den Gütefaktor $\frac{\omega L}{R}$ der angeschlossenen Spule unmittelbar an. Wegen der unvermeidlichen Eigenkapazität C_S der Spule muß man jedoch bei Resonanzkreis-Kapazitäten von 50 . . . 100 pF den wirklichen Gütewert g_w aus dem gemessenen Gütewert g_g entweder so:

$$g_w = g_g \cdot \frac{1}{1 - \frac{C_S}{C_p}}$$ oder so:

$$g_w = g_g \cdot \frac{1}{1 - \frac{f^2}{f_r^2}}$$ ermitteln.

In den vorstehenden Beziehungen bedeuten:

C_p auf der Skala angezeigte Resonanzkapazität

C_S Eigenkapazität der untersuchten Spule

f_r Eigenfrequenz der untersuchten Spule

f Meßfrequenz.

Grundsätzlich dient dieses Meßgerät zur Untersuchung nicht eingebauter und nicht mit Erde verbundener Spulen. Die Messung eingebauter Spulen, die mit einem Ende an dem Gestell eines Gerätes liegen, sollte höchstens unter Beachtung folgender Vorschriften geschehen:

1. Das Güte-Meßgerät wird über die dafür an seiner Rückwand vorgesehene Buchse geerdet.
2. Die eingebaute Spule wird mit hinreichend starken Drähten angeschlossen. Das Gerät, das die Spule enthält, darf weder am Netz, noch an Erde liegen. Die Kapazität, die dieses Gerät gegen Erde hat, soll möglichst verlustarm und nicht größer als 200 pF sein.

F. B.

Bücher-Auslese

Systematische Fehlersuche an Rundfunkgeräten.

Von Rudolf Schadow. 107 Bilder, 6 Tafeln, 376 Seiten. DIN A5. Weidmannsche Verlagsbuchhandlung, Berlin SW 68. 1938. Preis gebunden 13.50 RM, geheftet 9.— RM.

Zu den wenigen Büchern über Fehlersuche an Rundfunkgeräten ist nun das vorliegende Werk hinzugekommen. Schon äußerlich zeichnet es sich vor diesen durch seinen größeren Umfang aus, der allerdings durch das übermäßig dicke Papier unnötigerweise noch besonders betont wird. Das Buch ist recht übersichtlich zusammengestellt, ausführlich gehalten und dem praktischen Gebrauch durch Funktechniker, die sich in das Reparaturwesen einarbeiten möchten, gut angepaßt. Durch Daumenregister hat der Verfasser die Übersichtlichkeit noch erhöht. Ein knapper Überblick über den Inhalt: Im ersten, allgemeinen Teil wird auf 73 Seiten die Arbeitstechnik behandelt, wobei Industrie, Handel, Funkwarte und Bastler berücksichtigt sind. Im zweiten Teil finden wir auf 150 Seiten einen nach Beanstandungsgruppen unterteilten, ausführlichen Fehler-Wegweiser. Der dritte Teil bringt auf rund 110 Seiten das Wichtigste über die hier wesentlichen Prüfverfahren und Prüfgeräte. Den Abschluß bildet eine ziemlich breit gesetzte Röhrenliste. Es ist ganz natürlich, daß diese – dem Funkpraktiker warm zu empfehlende – Neuerscheinung in ihrer ersten Auflage noch einige Wünsche offen läßt.

Transformatoren und Drosseln.

Bau und Berechnung. Von Dipl.-Ing. Paul Eduard Klein. 3. Auflage, 101 Abbildungen, 128 Seiten. 20×13,5 cm. Deutsch-Literarisches Institut, Berlin-Tempelhof. 1939. Preis kart. 3.50 RM.

Das Buch bringt Grundsätzliches über den Aufbau, die Bemessung und die bastelmäßige Herstellung der Niederfrequenz-Transformatoren und -Drosseln. Die Berechnungsgänge sind den Bedürfnissen des Leserkreises entsprechend einfach gehalten. Eine Zusammenstellung der benutzten Zeichen und der diesen zugrunde gelegten Einheiten, ein kleines Schrifttumsverzeichnis, einige Zahlentafeln, Blechschnittbilder und Kennlinien sowie schließlich noch ein kurz gefaßter Rechnungsgang für Netzwandler beschließen dieses Büchlein, das für den Selbstbau der Drosselspulen und Transformatoren für Netz oder Tonfrequenz hinreichende Anhaltspunkte bietet.

F. Bergtold.

Grundriß der Fernsehtechnik

in gemeinverständlicher Darstellung. Von Dr. Franz Fuchs. 129 Bilder, 2 Tafeln, 108 Seiten. 16,3×23,5 cm. R. Oldenbourg, München, Berlin. 1939. Preis broschiert 2.80 RM.

Dieses Fernsehbüchlein bietet wohl erstmalig eine leicht verständliche und dabei gründliche Einführung in die Gesamtgrundlagen der Fernsehtechnik. Man erfährt aus ihm alle wichtigen Zusammenhänge, die für die Entwicklung des Fernsehens und für den heutigen Stand der Fernsehtechnik wichtig sind. Der Verfasser gibt sich redliche Mühe, dem Leser auch solche Einzelheiten nahe zu bringen, die sonst vielfach nur angedeutet werden. So erklärt er z. B. den Ursprung der ungeraden Zeilenzahlen und geht sehr gründlich auf die Kippschaltungen ein. Es werden behandelt: Die lichtelektrischen Zellen, die Vielzellen-Fernseher, die Einzellen-Fernseher mit ihren Einzelheiten, die Bildübertragung auf Wellen und Kabeln, die Braunsche Röhre sowie der damit erzielte Bildempfang und die verschiedenen Arten der Fernsehgeber. Man kann dieses Werk jedem empfehlen, der mit den Grundlagen der Fernsehtechnik bekannt werden möchte.

F. Bergtold.

Handbuch des Deutschen Rundfunks

Jahrgang 1938/1939. Von Hans-Joachim Weinbrenner. 332 Seiten. 17×24 cm. Kurt Vowinkel, Heidelberg/Berlin. 1938. Preis gebunden 3.– RM.

Dieses Handbuch faßt die Arbeitsgebiete des Rundfunks sowie alle wesentlichen, den Rundfunk betreffenden Fragen zusammen. Die einzelnen Abschnitte sind von den dafür maßgebenden Fachleuten geschrieben, was eine Gewähr für durchwegs richtige Einblicke und Auskünfte bietet. Etwa das erste Drittel des Werkes ist wichtigen Einzelfragen gewidmet. Daran anschließend berichten die einzelnen Intendanten über ihre Sender. Der folgende Teil des Buches bringt Wesentliches über die Organisation des Rundfunkhandels, des Rundfunkhandwerks und des Rundfunks überhaupt. Auch die grundlegenden Gesetze und wesentlichen Verordnungen sind nicht vergessen. Die statistischen Zusammenstellungen, die gemeinsam mit den Sendertabellen den Abschluß des Handbuches bilden, bieten für viele Zwecke wertvolle Unterlagen. Der Preis ist im Vergleich zu dem reichen Inhalt und der vorzüglichen Aufmachung recht gering.

F. Bergtold.

Einführung in die Siebschaltungstheorie

der elektrischen Nachrichtentechnik. Von Dr. R. Feldtkeller. 130 Bilder, 174 Seiten. A 5. S. Hirzel, Leipzig. 1939. Preis gebunden 12.– RM.

Dieses Werk läßt sich als Fortsetzung der im vorigen Jahr vom gleichen Verfasser erschienenen „Einführung in die Vierpoltheorie“ ansehen und stellt in diesem Zusammenhang eine Einführung in die praktische Verwertung der Vierpoltheorie dar. Das vorliegende Buch ist aber doch so selbständig gehalten, daß man bei seinem Studium ohne die Einführung in die Vierpoltheorie auskommt. Der Verfasser beschränkt sich mit gutem Recht auf gleichseitige Siebschaltungen. Die jenseits dieser Schaltungen liegenden Fälle erfordern nämlich solche Spezialisten, die das Schrifttum dieses Gebietes ohnehin ständig verfolgen. Die Hochfrequenz-Bandfilter und die Theorie der Einschwingvorgänge sind aus guten Gründen in dem Buch nicht berücksichtigt. Die Hochfrequenz-Bandfilter, in denen die Verluste eine der wichtigsten Rollen spielen, werden anders behandelt und bemessen als die hier gebrachten Siebschaltun-

gen. Die Theorie der Einschwingvorgänge aber würde mathematische Kenntnisse voraussetzen, die weit über das diesem Werk sonst zugrunde gelegte Maß hinausgehen. Das Buch, das klar geschrieben ist und sich durch einen pädagogisch geschickten Aufbau auszeichnet, gibt jedem Nachrichtentechniker eine gute und gründliche Einführung in das Wesen der Siebschaltungen der Fernsprechtechnik. Das Buch will allerdings nicht gelesen, sondern sehr gründlich durchgearbeitet sein. Die Leser, die dies fertig bringen, werden aus ihm größten Nutzen ziehen. F. Bergtold.

Für Abstimm-Mittel übliche Zeichen und Begriffe

b Bandbreite allgemein

b_h Halbwertbreite

β seltener gebrauchtes Zeichen (statt γ) für $\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)$

d Dämpfungsfaktor oder Dämpfung (Kehrwert des Gütefaktors) wird meist in % angegeben: $d\% = 100\,d$; für zweikreisige Bandfilter ist $d = \sqrt{d_1 d_2}$

d_1 Dämpfung des Eingangskreises allgemein

d_2 Dämpfung des Ausgangskreises eines zweikreisigen Bandfilters

δ entweder gleichbedeutend mit d Dämpfung (Dämpfungsfaktor) oder Dämpfungsziffer $= d/\pi$. Man beachte, daß die Ausdrücke nicht einheitlich benutzt werden. δ in der Bedeutung von d/π kommt selten vor.

f Frequenz

f_0 Resonanzfrequenz (bei Bandfiltern: Einzelkreis-Resonanzfrequenz)

f_a, f_b Bandfilter-Resonanzfrequenzen eines zweikreisigen Bandfilters bei k/d größer als 1

N_R Rauschleistung

ω Kreisfrequenz $= 2\,\pi f$ (Indizes siehe bei f)

k Kopplungsgrad, meist in % angegeben: $k\% = 100\,k$

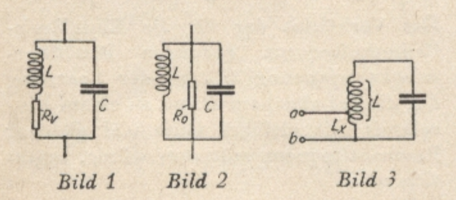


Bild 1 Bild 2 Bild 3

R_v Verlustwiderstand (in Reihe mit einer Spule oder einem Kondensator zu denken — siehe Bild 1)

R_0 Resonanzwiderstand (Ersatzwiderstand des Sperrkreises für den Resonanzfall; reiner Wirkwiderstand — Bild 2)!

R_{oab} Resonanzwiderstand, der an einem angezapften Teil (L_x) der Schwingspule wirksam wird (Bild 3)

R_i Innenwiderstand der vorangehenden Röhre

R_p Widerstandswert der Nebeneinanderschaltung aus R_0 und R_i

ϱ Spulengüte $\omega L/R$; meist auf Resonanz bezogen: $\omega_0 L/R$

U_0 wirksamer Wert der Einzelkreis-Resonanzspannung

U_2 wirksamer Wert der jeweiligen Spannung an der Induktivität des Ausgangskreises eines zweikreisigen Bandfilters

$U_{2\,0}$ der Wert von U_2, der sich für die Einzelkreis-Resonanzfrequenz ergibt

$U_{2\,max}$ der höchste Wert, den U_2 (abhängig von der Frequenz) annehmen kann

U_r Rauschspannung

x Verstimmung $(\omega - \omega_0)/\omega_0$ wird häufig in % angegeben: $x\% = 100\,x$

$\varkappa$ Verstimmungsmaß $= 1 - (\omega_0/\omega)^2 = 1 - (f_0/f)^2 = (C - C_0)/C$. $\varkappa$ wird häufig in % angegeben. $\varkappa\,\% = 100\,\varkappa$; $\varkappa \approx 2\,x$

γ Doppelverstimmung $(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)$ ist ungefähr gleich $\varkappa$, da $\gamma = (\omega/\omega_0)\,(1 - (\omega_0/\omega)^2)$. Also $\varkappa \approx \gamma$ für $\omega/\omega_0 \approx 1$. γ wird häufig in % angegeben. $\gamma\,\% = 100\,\gamma$, $\gamma \approx 2\,x$.

Gebrauchsfertige Formeln für Abstimmkreise und Bandfilter

Rauschen

Allgemeine Beziehung: Rauschspannung und Rauschleistung für Zimmertemperatur

$$U_{R\mu V} = \sqrt{16\, R_{M\Omega}\, b_{kHz}}$$

Rauschleistung je Hz Bandbreite

$$N_{RW/Hz} = 1{,}6 \cdot 10^{-20}$$

Einzelkreis

Grundbeziehungen für den einzelnen Abstimmkreis:

$$f_{oMHz} = \frac{5{,}03}{\sqrt{L_{mH}\, C_{pF}}}$$

$$\lambda_{om} = 59{,}57 \sqrt{L_{mH}\, C_{pF}}$$

$$L_{mH}\, C_{pF} = \frac{25{,}3}{f_o{}^2{}_{MHz}}$$

$$b_{hkHz} = 0{,}2755 \frac{R_{v\Omega}}{L_{mH}}$$

$$R_{v\Omega} = 3{,}623\, b_{kHz}\, L_{mH}$$

$$d\% = \frac{100\; R_{v\Omega}}{\omega_{okHz}\; L_{mH}}$$

$$d\% = \frac{15{,}9\; R_{v\Omega}}{f_{okHz}\; L_{mH}}$$

$$d\% = \frac{R_{v\Omega}\; f_{oMHz}\; C_{pF}}{1590}$$

$$d\% = \frac{57{,}7\; b_h}{f_o}$$

(b_h und f_o im gleichen Maß)

$$R_{oM\Omega} = \frac{L_{\mu H}}{R_{v\Omega}\; C_{pF}}$$

$$R_{oM\Omega} = \frac{15{,}9}{d\%\; f_{oMHz}\; C_{pF}}$$

$$R_{oM\Omega} = \frac{25\,300}{R_v\; f_o{}^2{}_{MHz}\; C^2{}_{pF}}$$

$$R_{oab} = R_o \frac{L_x{}^2}{L^2} \quad \text{(Bild 3 S. 27)}$$

Verstärkung einer Stufe, die im Anodenzweig einen Abstimmkreis als Sperrkreis enthält: $\dfrac{U_2}{E_g} = \dfrac{S_{mA}}{V} R_{pk\Omega}$

(Wegen R_p siehe unter „Zweikreisiges Bandfilter".)

Für einen Einzelkreis gilt folgende Abhängigkeit zwischen Spannungs- und Frequenzverlauf:

$$\frac{U_o}{U} = \left(\frac{\omega}{\omega_o}\right)^2 \sqrt{\frac{\gamma^2}{d^2} + 1}$$

oder, wenn wir $(\omega/\omega_o)^2$ gleich 1 setzen:

$$\frac{U_o}{U} = \sqrt{\frac{\gamma^2}{d^2} + 1}$$

Zweikreisiges Bandfilter

Für die Spannung an der Induktivität des zweikreisigen Bandfilters ist: $\dfrac{U_{2o}}{U_2} =$

$$\left(\frac{\omega}{\omega_o}\right) \frac{\sqrt{\left(\frac{k^2}{d^2} + 1 - \frac{\gamma^2}{d^2}\right)^2 + \gamma^2 \frac{(d_1 + d_2)^2}{d^4}}}{\frac{k^2}{d^2} + 1}$$

Daraus wird für folgende fast stets zulässigen Vereinfachungen:

$$\left(\frac{\omega}{\omega_o}\right)^2 = 1 \text{ und } d_1 = d_2 = d\text{:} \quad \frac{U_{2o}}{U_2} = \frac{\sqrt{\left(\frac{k^2}{d^2} + 1\right)^2 - 2\frac{\gamma^2}{d^2}\left(\frac{k^2}{d^2} - 1\right) + \frac{\gamma^4}{d^4}}}{\frac{k^2}{d^2} + 1}$$

Mit denselben Vereinfachungen erhalten wir für ein solches Bandfilter auch:

$$\frac{U_{2max}}{U_2} = \frac{2\frac{k}{d}}{\sqrt{\left(\frac{k^2}{d^2} + 1\right)^2 - 2\frac{\gamma^2}{d^2}\left(\frac{k^2}{d^2} - 1\right) + \frac{\gamma^4}{d^4}}}$$

Das Verhältnis der für die Einzelkreis-Resonanzfrequenz geltenden Bandfilter-Ausgangsspannung U_{2o} zu der Spannung U_o, die bei gleichem Strom an einem Einzelkreis mit gleicher Güte und gleicher Resonanzfrequenz auftreten würde, ergibt sich zu

$$\frac{U_{20}}{U_0} = \frac{\frac{k}{d}}{\frac{k^2}{d^2} + 1}$$

Die Spannung an der Induktivität des Eingangskreises verhält sich zur Spannung an der Induktivität des Ausgangskreises folgendermaßen:

$$\frac{\mathfrak{U}_{10}}{\mathfrak{U}_{20}} = \mathrm{j} \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \sqrt{\frac{d_2}{d_1}} \cdot \frac{d}{k}$$

oder bei gleichen Kapazitäten:

$$\frac{\mathfrak{U}_{10}}{\mathfrak{U}_{20}} = \mathrm{j} \sqrt{\frac{d_2}{d_1}} \cdot \frac{d}{k}$$

und für außerdem gleiche Dämpfungen:

$$\frac{\mathfrak{U}_{10}}{\mathfrak{U}_{20}} = \mathrm{j} \frac{d}{k}$$

$$\mathfrak{U}_{20} = \mathrm{j}\, \mathfrak{J}_a \frac{\frac{k}{d}}{1 + \left(\frac{k}{d}\right)^2} R_p$$

Bezeichnen wir für die Röhre, in deren Anodenzweig der Eingangskreis des Bandfilters liegt, den Innenwiderstand mit R_i, die Steilheit mit S und die Gitterwechselspannung mit E_g, so können wir die Verstärkung, die bei der Einzelkreis-Resonanzfrequenz erzielt wird, so anschreiben:

$$\frac{U_{20}}{E_g} = S_{\frac{\mathrm{mA}}{\mathrm{V}}} \frac{\frac{k}{d}}{1 + \left(\frac{k}{d}\right)^2} R_{p\mathrm{k}\Omega}$$

worin

$$Rp = \frac{R_o\ R_i}{R_o + R_i}$$

Die für $k/d > 1$ geltenden Bandfilter-Resonanzfrequenzen stehen zu der gemeinsamen Einzelkreis-Resonanzfrequenz sowie zu den Werten von $k\%$ und $d\%$ in folgenden Beziehungen:

$$\frac{f_a}{f_o} = \frac{1}{\sqrt{100 + \sqrt{k\%^2 - d\%^2}}}$$

$$\frac{f_b}{f_o} = \frac{1}{\sqrt{100 - \sqrt{k\%^2 - d\%^2}}}$$

Ist k/d sehr groß, so kann man d gegen k vernachlässigen, womit die vorstehenden Beziehungen sich so vereinfachen:

$$\frac{f_a}{f_o} = \frac{1}{\sqrt{100 + k\%}}$$

$$\frac{f_b}{f_o} = \frac{1}{\sqrt{100 - k\%}}$$

Die folgenden Formeln zeigen die Zusammenhänge zwischen dem Kopplungsfaktor k und den Werten der Bandfilterschaltung. Diese Formeln gelten nicht allgemein, sondern nur im Zusammenhang mit den im einzelnen dazu angegebenen Schaltungen (Bild 1 mit 4). Für die Schaltungen von

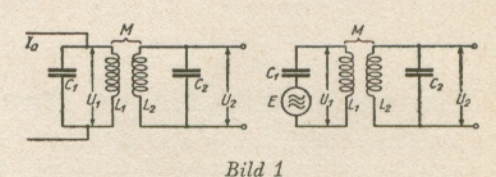


Bild 1

Bild 1 und Bild 2 gelten nachstehende Beziehungen:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$$

oder bei gleichen Induktivitäten der beiden Spulen:

$$k = \frac{M}{L}$$

Bild 2

Dabei gilt für die Anordnung nach Bild 2:

$L = L_S + M$ oder z. B. $L_1 = L_{S_1} + M$

Für die Anordnung nach Abb. 3 erhalten wir:

$$k = \frac{C_1\ C_2}{C_k}$$

oder bei gleichen Kapazitäten der Kondensatoren der zwei Einzelkreise:

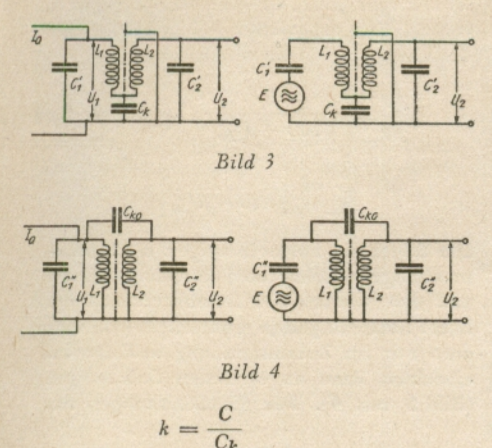


Bild 3

Bild 4

$$k = \frac{C}{C_k}$$

In diesem Fall sind für die Einzelkreise folgende Gesamt-Kapazitäten maßgebend:

$$C = \frac{C' \, C_k}{C + C_k}$$

Für die kapazitive Kopplung an den oberen Abstimmkreis-Enden (Bild 4) ergibt sich:

$$k = \frac{C_{ko}}{\sqrt{C''_1 \, C''_2}}$$

oder bei gleichen Kapazitäten der Kondensatoren der zwei Einzelkreise:

$$k = \frac{C_{ko}}{C''}$$

Dabei gilt für die Gesamt-Kapazitäten der Einzelkreise:

$$C = C'' + C_{ko}/2$$

Ein recht nützliches Buch über Abstimmkreise

Der Leser dieses Heftes wird sich vielleicht fragen, wo er weitere Einzelheiten über die Abstimmkreise und über die Grundlagen dieses Sondergebietes der Funk- und Hochfrequenztechnik finden kann. Abgesehen von den Einzelaufsätzen, die jeder Funktechniker in den einschlägigen Fachzeitschriften auch ohne nähere Schrifttumsangaben wohl zu finden weiß, ist das Buch Hochfrequenztechnik I von J. Kammerloher erwähnenswert. Dieses Buch, das bei der C. F. Winterschen Verlagshandlung, Leipzig, 1938 in der zweiten Auflage erschienen ist, kostet kartoniert RM 6.90 oder in Leinen RM 7.60. Es bringt etwa 20 Seiten über Spulen, etwas mehr über Kondensatoren, einiges über Gegeninduktivitäten, rund 60 Seiten über einzelne sowie magnetisch gekoppelte Abstimmkreise, ungefähr 50 Seiten über offene Schwingkreise, worunter hier die Leitungen und die Antennen fallen, und zum Abschluß – außer einigen Tafeln – noch auf 15 Seiten die Grundlagen der symbolischen Rechnung.

Wie man sieht, ist das alles in allem eine recht gute Ergänzung zu dem vorliegenden Heft der Funktechnischen Auslese. Der Grund aber, warum dieses Werk hier besprochen wird, liegt tiefer: Bei oberflächlicher Betrachtung könnte man das Buch – beeinflußt durch die umfangreiche Anwendung mathematischer Ableitungen – falsch einschätzen. Wohl sieht es auf den ersten Blick recht theoretisch aus. Doch sehr vieles steht darin, was für die Praxis recht wichtig erscheint. Besonders bemerkenswert aber ist die der praktischen Arbeit gut angepaßte Fassung. Studiert man das Buch oder — bei genügender Vorbildung — auch einzelne seiner Abschnitte eingehend durch, so spürt man mit Freude die gediegene, von tiefer pädagogischer Erfahrung des Verfassers getragene Arbeit und zieht aus dem Buch bleibenden Gewinn. Allein die Ausführungen über magnetisch gekoppelte Kreise, S. 83 mit S. 108, lohnen den Kauf des Buches, das mit seltener Gründlichkeit abgefaßt ist, und das den Bedürfnissen des Praktikers mit vielen durchgerechneten Beispielen weit entgegenkommt.

F. Bergtold.

Aufgaben-Auslese

1. Eine Brückenschaltung ist mit den in Bild 1 eingetragenen Werten ausgeführt. Man ermittle den Gesamtwiderstand der Schaltung zunächst ganz überschlägig. Nachträglich erhöhe man die Genauigkeit des so erhaltenen Ergebnisses etwas. Schließlich kann man den streng richtigen Widerstandswert auch noch berechnen.

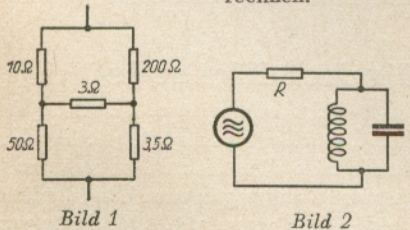


Bild 1 *Bild 2*

2. Ein verlustfrei gedachter Abstimmkreis liegt in Reihe mit einem Widerstand an einer Hochfrequenz - Stromquelle mit gleichbleibender Klemmenspannung (Bild 2). Ohne Zuhilfenahme mathematischer Ableitungen ist für mehrere Werte des Widerstandes R die am Abstimmkreis auftretende Spannung abhängig von der Frequenz aufzutragen.
3. Ein Abstimmkreis weist im Resonanzfall einen Verlustwiderstand von 2 Ω, einen induktiven Widerstand von 500 Ω, und einen kapazitiven Widerstand von ebenfalls 500 Ω auf. Der Resonanzwiderstand dieses als Sperrkreis angeschlossenen Abstimmkreises ist zu berechnen, wobei Wert auf eine physikalisch anschauliche Rechenweise gelegt werden soll.
4. Eine Kapazität C, eine Induktivität L und ein Wirkwiderstand R liegen nebeneinander an einer Wechselspannung $\mathfrak{U}$ mit der Kreisfrequenz ω. Der Gesamtstrom $\mathfrak{J}_g$ ist in symbolischer Darstellung – ausgedrückt durch C, L, R, ω und $\mathfrak{U}$ – anzuschreiben.
5. Die Nebeneinanderschaltung von Aufgabe 4 ist auf eine Hintereinanderschaltung eines Blindwiderstandes X mit einem Wirkwiderstand R_h umzurechnen. Unter welchen Bedingungen kann X als Induktivität oder als Kapazität angesehen werden? Läßt sich die gegebene Nebeneinanderschaltung allgemein auf eine Hintereinanderschaltung aus einer Kapazität, einer Induktivität und einem Wirkwiderstand umrechnen?
6. Für folgende drei Fälle ist unter Annahme einer Stromquelle mit einer in ihrem Wert gleichbleibenden Klemmenspannung – ohne zu rechnen, also nur ungefähr – in ein gemeinsames Bild je eine Resonanzkennlinie (Spannung an der Nebeneinanderschaltung, abhängig von der Frequenz) einzutragen:
   a) Eine Nebeneinanderschaltung einer Induktivität mit einer Kapazität liegt über einen hohen Wirkwiderstand an einer Wechselspannung mit gleichbleibendem Wert und veränderlicher Frequenz (Bild 2, Aufgabe 2).
   b) Der im Fall a vor der Nebeneinanderschaltung aus der Induktivität und der Kapazität liegende Wirkwiderstand wird dort herausgenommen und der Induktivität nebengeschaltet.
   c) Die Wirkwiderstände von a und b seien gemeinsam vorhanden.
7. Mit einem Abstimmkreis C_1, L_1, R_{v1} ist ein anderer Kreis gekoppelt (Bild 3). Die Werte des angekoppelten Kreises sind auf den Abstimmkreis umzurechnen. D. h.: Man hat die Werte für den einfachen Abstimmkreis zu ermitteln, der dieselben Eigenschaften hat wie die in Bild 3 dargestellte Gesamtschaltung.

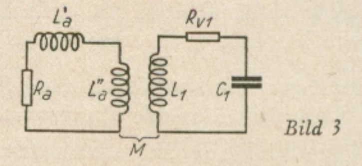


Bild 3

Die Lösungen dieser Aufgaben sowie weitere Aufgaben folgen im nächsten Heft. Wir raten jedem Leser der Funktechnischen Auslese, die Zeit bis zum Erscheinen des nächsten Heftes zu benutzen, um die Aufgaben durchzuarbeiten. Die Lösung der Aufgaben 4, 5 und 7 ist vor allen denen anzuraten, die der Übung in der symbolischen Methode bedürfen. (Anleitungen bietet das vorliegende Heft auf S. 9 bis 12).

Die Auslese-Frage

Wir beschäftigen uns nicht nur mit den technischen Zusammenhängen und Geräten. Wir legen größten Wert auch auf das technische Denken selbst und auf die geistige Arbeit des Ingenieurs. Deshalb werfen wir in der Funktechnischen Auslese von Zeit zu Zeit Fragen auf, die das Ingenieur-Studium berühren und deren Behandlung dazu beitragen kann, den geistigen Wirkungsgrad in der Technik zu heben. Es wäre erwünscht, wenn recht viele Leser sich mit diesen Fragen beschäftigen und uns ihre Stellungnahme zusenden würden. Diesmal wollen wir den Aufsatz über die symbolische Methode zugrunde legen und folgende Frage anschneiden:

Wie stehen Sie zur symbolischen Methode?

Wir möchten gerne Ihre Ansicht über diese Methode wissen. U. E. ist sie wirklich recht bequem. Auf den technischen Schulen lehrt man sie. In der Praxis aber wird sie jedoch nicht angewandt. Mit den einzelnen auf zwei Lesergruppen zugeschnittenen Fragen wollen wir Anregungen zum Überdenken dieser Unstimmigkeiten geben und hoffen, daß wir wertvolle Ausführungen erhalten, die über eine bloße Beantwortung dieser Fragen hinausgehen.

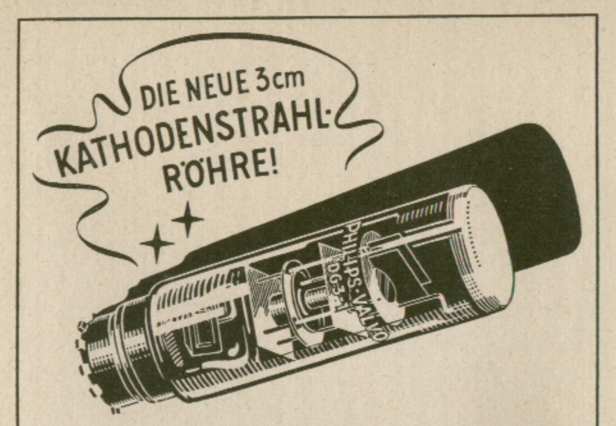
A. *Für Ingenieure, die in dieser Methode ausgebildet sind:*

1. Haben Sie sich mit der Methode schon während Ihrer Ausbildung befreundet? Worin ergaben sich für Sie während der Ausbildung Schwierigkeiten? Welche Veröffentlichungen haben Ihnen geholfen, diese Schwierigkeiten zu überwinden?
2. Wenden Sie diese Methode in der Praxis an? Ihre Gründe für oder gegen die Anwendung?
3. Wie stellen Sie sich zu der in diesem Heft gewählten Behandlungsweise?
4. Konnten Sie die einschlägigen Auslese-Aufgaben unmittelbar lösen oder war Ihnen der Aufsatz in diesem Heft eine Hilfe?
5. Welche Möglichkeiten gibt es Ihrer Ansicht nach, um dem Leser die symbolische Methode noch besser nahe zu bringen?

B. *Für Leser, die erst durch den Aufsatz im vorliegenden Heft mit der symbolischen Methode bekannt wurden:*

1. Welche Stellen des Aufsatzes machten Ihnen Schwierigkeiten? Welche Zweifel haben sich für Sie ergeben?
2. Welche der Aufgaben Nr. 4, 5 und 7 konnten Sie mühelos lösen?
3. Bei welchen Aufgaben und an welchen Stellen blieben Sie stecken?
4. Wünschen Sie weitere Übungsbeispiele?

Bemerken Sie bitte in Ihrer Antwort, ob Sie der Gruppe A oder B angehören, und nennen Sie die Nummern der Fragen, die Sie beantworten! Für die beste Antwort jeder Gruppe ist als kleine Anerkennung Ihrer Mühe ein Buchpreis ausgesetzt! Daher empfiehlt sich die deutliche Angabe Ihrer Anschrift.



Vorzügliche technische Konstruktion, hohe Leistungsfähigkeit und nicht zuletzt der niedrige Preis sichern den PHILIPS-VALVO Kathodenstrahl- und Spezialröhren eine weitgehende Verbreitung.

Fordern Sie ausführliche Druckschriften über unser Spezialröhren-Programm sowie über Photozellen, Thermokreuze, Oszillographen, Meßbrücken usw.



PHILIPS-ELECTRO-SPECIAL

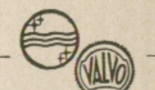
G · m · b · H

BERLIN W 62



Hochempfindliche und parallaxfreie Null-Anzeige durch das **magische Auge,** große Meßgenauigkeit, eine einzige Skala für umfassende Meßbereiche und der bequeme Vollnetzanschluß sind die Kennzeichen dieses ganz neuartigen Gerätes, das sich auch durch ungewöhnlich kleine Abmessungen und geringes Gewicht als wertvolles Montage- und Betriebsinstrument bewährt.

Fordern Sie ausführliche Angaben und außerdem Druckschriften über unser Spezial-Röhren-Programm, sowie über Kathodenstrahlröhren, Photozellen, Thermokreuze, Oszillographen usw.



PHILIPS-ELECTRO-SPECIAL

G · m · b · H

BERLIN W 62

Verantwortlich für den Inhalt: Dr.-Ing. F. Bergtold, VDE., München. Verantwortlich für die Anzeigen: Theodor Ballenberger, Stuttgart-Degerloch, i. V. E. Gaiser. P. L. 1. Verlag Franckh'sche Verlagshandlung, Stuttgart-O. Printed in Germany. Copyright 1939 by Franckh'sche Verlagshandlung, W. Keller & Co., Stuttgart, Druck: Chr. Belser, Stuttgart.

Blanko-Umschlag zur Verwendung bei Auflagenspitzen usw., also über die reguläre Auflage hinausgehender Sonderdruck.